



# Manoeuvre contrôlée des transformateurs de puissance avec flux rémanent.

Tian Liu

## ► To cite this version:

Tian Liu. Manoeuvre contrôlée des transformateurs de puissance avec flux rémanent.. Autre. Supélec, 2011. Français. NNT : 2011SUPL0006 . tel-00631516v2

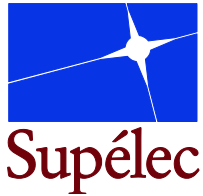
**HAL Id: tel-00631516**

**<https://theses.hal.science/tel-00631516v2>**

Submitted on 31 Jan 2013

**HAL** is a multi-disciplinary open access archive for the deposit and dissemination of scientific research documents, whether they are published or not. The documents may come from teaching and research institutions in France or abroad, or from public or private research centers.

L'archive ouverte pluridisciplinaire **HAL**, est destinée au dépôt et à la diffusion de documents scientifiques de niveau recherche, publiés ou non, émanant des établissements d'enseignement et de recherche français ou étrangers, des laboratoires publics ou privés.



N° d'ordre : 2011-06-TH

# THÈSE DE DOCTORAT

**SPECIALITE : PHYSIQUE**

**Ecole Doctorale « Sciences et Technologies de l'Information des  
Télécommunications et des Systèmes »**

*Présentée par :*

**Tian LIU**

## **Manœuvre contrôlée des transformateurs de puissance avec flux rémanent**

Soutenue le 7 Juillet 2011 devant les membres du jury :

|            |                         |                                  |                    |
|------------|-------------------------|----------------------------------|--------------------|
| <b>M.</b>  | <b>F. BOUILLAUT</b>     | LGEP – CNRS/Supélec              | Président          |
| <b>Mme</b> | <b>M. DAVID</b>         | Laplace – Université de Toulouse | Rapporteur         |
| <b>M.</b>  | <b>L. DUGARD</b>        | GIPSA – Grenoble                 |                    |
| <b>M.</b>  | <b>X. GUILLAUD</b>      | L2EP – Lille                     | Rapporteur         |
| <b>M.</b>  | <b>T. JUNG</b>          | Alstom Grid                      |                    |
| <b>M.</b>  | <b>M. PETIT</b>         | Supélec                          |                    |
| <b>M.</b>  | <b>M. RIOUAL</b>        | EDF R&D                          |                    |
| <b>Mme</b> | <b>H. SIGUERDIDJANE</b> | Supélec                          | Directeur de thèse |





N° d'ordre : 2011-06-TH

# THÈSE DE DOCTORAT

**SPECIALITE : PHYSIQUE**

**Ecole Doctorale « Sciences et Technologies de l'Information des  
Télécommunications et des Systèmes »**

*Présentée par :*

**Tian LIU**

## **Manœuvre contrôlée des transformateurs de puissance avec flux rémanent**

Soutenue le 7 Juillet 2011 devant les membres du jury :

|            |                         |                                  |                    |
|------------|-------------------------|----------------------------------|--------------------|
| <b>M.</b>  | <b>F. BOUILLAUT</b>     | LGEP – CNRS/Supélec              | Président          |
| <b>Mme</b> | <b>M. DAVID</b>         | Laplace – Université de Toulouse | Rapporteur         |
| <b>M.</b>  | <b>L. DUGARD</b>        | GIPSA – Grenoble                 |                    |
| <b>M.</b>  | <b>X. GUILLAUD</b>      | L2EP – Lille                     | Rapporteur         |
| <b>M.</b>  | <b>T. JUNG</b>          | Alstom Grid                      |                    |
| <b>M.</b>  | <b>M. PETIT</b>         | Supélec                          |                    |
| <b>M.</b>  | <b>M. RIOUAL</b>        | EDF R&D                          |                    |
| <b>Mme</b> | <b>H. SIGUERDIDJANE</b> | Supélec                          | Directeur de thèse |



## **REMERCIEMENTS**

Je tiens tout d'abord à remercier Monsieur Chatrefou, Chef de l'équipe HVSE (High Voltage Sensors & Electronics) du Centre de Recherche ARC d'Alstom Grid de m'avoir accueillie dans son Service. Je remercie également Monsieur Boucher, Chef du Département Automatique à Supélec, ainsi que Monsieur Vannier, Chef du Département Energie à Supélec, pour m'avoir accueillie dans leurs équipes et de m'avoir donnée les moyens de mener à bien mon travail.

Je remercie vivement Madame Siguerdidjane, Professeur au Département Automatique à Supélec pour son encadrement et ses conseils, et pour avoir permis le bon déroulement de cette collaboration entre Supelec et Alstom Grid.

Je tiens à remercier Monsieur Petit, Professeur adjoint au Département Energie à Supélec pour son co-encadrement et ses conseils.

Je tiens à remercier Monsieur Jung, Chef du groupe « Activités opérationnelles » de l'équipe HVSE du Centre de Recherche ARC d'Alstom Grid pour son encadrement industriel.

Je remercie Monsieur Bouillault, Professeur à l'Université Paris XI, pour avoir accepté de me faire l'honneur de présider mon Jury de thèse.

Je remercie Madame David, Professeur à l'INPT et Monsieur Guillaud, Professeur à l'ECL pour avoir accepté de consacrer une partie de leur temps à la lecture de ce document et d'en être rapporteurs, leurs remarques et commentaires m'ont été très utiles.

Je remercie Monsieur Dugard, Directeur de Recherche au GIPSA-lab Grenoble et Monsieur Rioual, Chef de projet à EDF R&D, d'avoir accepté d'examiner et de juger ce travail.

J'exprime toute ma gratitude à Monsieur Dupraz, Chef de l'équipe Innovation, Monsieur Fanget, Chef du groupe « Produits nouveaux » de l'équipe HVSE et ainsi tous mes collègues du Centre de Recherche ARC d'Alstom Grid pour leur collaboration, et leurs précieuses informations techniques tout au long de ma thèse.

Enfin, je remercie mes parents pour leur soutien moral illimité et pour leur affection.



# Sommaire

**Avant propos**

**Publications**

|  |          |
|--|----------|
| <b>Introduction Générale</b>   | <b>1</b> |
| <b>1 Manœuvres de transformateurs dans un réseau à haute tension</b>   |          |
| 1.1 Manœuvres d'enclenchement et de déclenchement via les disjoncteurs HT                                      |          |
| 1.1.1 Appareillage électrique à haute tension  | 8        |
| 1.1.2 Phénomènes généraux liés aux établissements et coupures de courants par un disjoncteur à haute tension   | 9        |
| 1.2 Phénomènes d'enclenchement du transformateur de puissance  |          |
| 1.2.1 Courant d'appel du transformateur  | 11       |
| 1.2.2 Champ magnétique rémanent  | 11       |
| 1.2.3 Courant d'appel vs. Flux rémanent  | 12       |
| 1.3 Etat de l'art des manœuvres contrôlées   |          |
| 1.3.1 Généralités  | 15       |
| 1.3.2 Manœuvres contrôlées des bancs de condensateurs, réactances, lignes de transport de haute tension        | 17       |
| 1.3.3 Etudes des manœuvres de transformateurs de puissance   | 20       |
| <b>2 Modélisation générale d'un transformateur de puissance</b>  |          |
| 2.1 Transformateur monophasé à basse fréquence   | 24       |
| 2.1.1 Transformateur monophasé linéaire sans saturation  | 25       |
| 2.1.2 Transformateur monophasé avec saturation   | 26       |
| 2.2 Arrachement du faible courant magnétisant d'un transformateur à vide                                       | 29       |
| 2.2.1 Généralités  | 30       |
| 2.2.2 Capacité d'un transformateur   | 32       |
| 2.2.3 Rendement magnétique du transformateur   | 33       |
| 2.2.4 Coupure d'un courant en régime établi  | 35       |
| 2.2.5 Relation flux rémanent vs. Courant d'arrachement   | 36       |
| 2.3 Modélisation d'un cycle d'hystérésis   |          |
| 2.3.1 Décomposition des pertes   | 41       |
| 2.3.2 Circuit équivalent du cycle d'hystérésis   | 43       |
| 2.4 Réalisation du circuit du transformateur sous EMTP-RV  |          |
| 2.4.1 Modèle global du transformateur monophasé  | 44       |
| 2.4.2 Contraintes logiciel avec solutions proposées  | 45       |
| 2.5 Extensions au transformateur triphasé  |          |
| 2.5.1 Couplages d'enroulements des transformateurs triphasés   | 47       |
| 2.5.2 Formes des noyaux triphasés et le couplage entre phases  | 47       |
| 2.5.3 Modélisation des transformateurs triphasés à flux libres ou avec l'enroulement triangle                  | 48       |
| 2.5.4 Cas spécial du transformateur à flux forcés étoile-étoile – modèle BCTRAN                                | 49       |
| 2.5.5 Influence du couplage entre phases/magnétique sur les flux rémanents dans les colonnes du transformateur | 50       |



|  |     |
|--|-----|
| <b>3 Décharges capacitives du transformateur de puissance et techniques de manœuvres associées</b>               |     |
| 3.1 Modèle équivalent de la ligne  | 54  |
| 3.2 Phénomènes de décharges capacitives  | 56  |
| 3.3 Stratégie de manœuvres associée au processus de décharge   | 59  |
| 3.4 Méthode basée sur le modèle de prony   | 60  |
| 3.4.1 Modèle de Prony généralisé   | 61  |
| 3.4.2 Approche Matrix Pencil (MP)  | 64  |
| 3.4.3 Mise en œuvre de l'algorithme MP   | 71  |
| 3.4.4 Exemples d'application de l'algorithme MP  | 72  |
| <b>4 Applications des algorithmes de la manœuvre contrôlée du transformateur de puissance à vide</b>             |     |
| 4.1 Influences du temps mécanique et préarc  |     |
| 4.1.1 Disjoncteur idéal  | 78  |
| 4.1.2 Définition de la dispersion mécanique  | 78  |
| 4.1.3 Comportement au réamorçage des disjoncteurs  | 80  |
| 4.1.4 Caractéristiques des pré-arcs  | 81  |
| 4.1.5 Effet combiné du temps mécanique et préarc   | 83  |
| 4.1.6 Modélisation du disjoncteur dans un circuit  | 84  |
| 4.2 Algorithmes pour différentes stratégies de manœuvre contrôlée  | 84  |
| 4.2.1 Refermeture contrôlée  | 85  |
| 4.2.2 Ouverture contrôlée  | 88  |
| 4.2.3 Stratégie optimale   | 90  |
| 4.2.4 Implantation des algorithmes sous EMTP   | 91  |
| 4.3 Simulations multiples de manœuvres contrôlées du transformateur de puissance à vide et analyses statistiques |     |
| 4.3.1 Modèle globale construit sous EMTP avec applications numériques  | 93  |
| 4.3.2 Résultats statistiques   | 95  |
| <b>5 Evaluation de flux rémanents</b>  |     |
| 5.1 Modélisation du transformateur capacitif de tension (TCT)  |     |
| 5.1.1 Généralités des transformateurs de mesure  | 100 |
| 5.1.2 Modèle du TCT utilisé  | 101 |
| 5.1.3 Identification de la fonction de transfert   | 105 |
| 5.2 Mesure et estimation du flux rémanent  |     |
| 5.2.1 Erreur introduite par le TCT vis-à-vis du flux rémanent  | 108 |
| 5.2.2 Calcul du flux rémanent par identification   | 110 |
| 5.2.3 Compensation dynamique   | 113 |
| 5.2.4 Méthode de reconstitution  | 115 |
| <b>Conclusion Générale – Perspectives</b>  | 119 |
| <b>Annexes</b>   | 121 |
| <b>Bibliographie</b>   | 133 |

## Avant propos

Ce travail de thèse a été réalisé au sein du Département Automatique, en collaboration avec le Département Energie, de Supélec *dans le cadre d'une convention CIFRE en partenariat industriel avec Alstom Grid, Centre de Recherche des appareillages de coupure de Villeurbanne.*

Alstom est un des leaders mondiaux dans les infrastructures de transport *ferroviaire, de production et de transmission d'électricité.* La société Alstom est présente dans plus de 70 pays, conçoit, fabrique et assure la *maintenance d'une gamme complète* de produits et de systèmes de haute technologie.

Alstom Grid, compte parmi les trois acteurs majeurs de la transmission *d'électricité et possède les technologies et l'expertise qui assurent une plus grande* sécurité, fiabilité et capacité des réseaux électriques. Il construit, à travers le monde, des *réseaux plus intelligents, plus stables, plus efficaces et respectueux de l'environnement.*

# **Publications**

## **Brevet**

T. Liu, H. Siguerdidjane, M. Petit, T. Jung, “Procédé de commande d’un appareil d’interruption de courant dans un réseau électrique haute tension”. Brevet Alstom Ref. SP39626DB – RPA609, N° FR1153799, le 3 mai 2011.

## **Communications**

- [C1] T. Liu, M. Petit, H. Siguerdidjane, T. Jung, “Statistical Study of Power Transformer Controlled Switching with Circuit Breaker Characteristics Considerations”, Proceedings IEEE CCA, Tokyo, 2010.
- [C2] T. Liu, H. Siguerdidjane, M. Petit, T. Jung, J.P. Dupraz, “Reconstitution of power transformer’s residual flux with CVT’s measurement during its de-energization”, Proceedings IEEE CCA, Tokyo, 2010.
- [C3] T. Liu, M. Petit, T. Jung, H. Siguerdidjane, “Simulation with EMTP of the no loaded power transformer’s residual flux after its de-energization,” Proceedings Cigré International Colloquium Transformer Research and Asset Management, Cavtat, Croatia, 2009.
- [C4] T. Liu, M. Petit, H. Siguerdidjane, T. Jung, “Statistical Study of Controlled Switching of Unloaded Three Phase Power Transformer”, accepted for MatPost11, Lyon, 2011.

# Introduction Générale

## Position du problème :

Les manœuvres de disjoncteurs dans les réseaux à haute tension sont sources de perturbations en fonction de la charge commutée (réactance, condensateur, transformateur, ligne de transmission). Ces phénomènes physiques bien connus (surtensions, courants d'appels) se compliquent toutefois du fait de la complexité des réseaux de transport d'énergie et de leur interconnexion. Les perturbations engendrées ne restent en aucun cas localisées, mais contraignent souvent l'exploitant à dimensionner un réseau complet, ce qui induit un coût important. Ainsi, dans le cas des réseaux à très haute tension, au delà de 362kV, l'isolation des lignes et des postes est déterminée par la tenue en surtension de manœuvres et non plus par le choc de foudre.

Il existe plusieurs solutions pour contrôler les transitoires de manœuvres, comme les résistances et les inductances de pré-insertion à l'ouverture et la fermeture, qui permettent de limiter les courants et les tensions, les parafoudres qui limitent les surtensions, et enfin la solution dite « contrôlée » qui permet de choisir l'instant optimal en fonction de la tension réseau pour ouvrir ou fermer le disjoncteur. Cette dernière méthode a fait l'objet des développements techniques d'Alstom Grid depuis quelques années, car elle est plus économique que les autres méthodes. Alstom a conçu les dispositifs dénommés RPH2 et RPH3 pour répondre au besoin de manœuvres contrôlées de tous les types de charges comme réactance, condensateur, ligne de transmission et le transformateur de puissance sans flux rémanent.

Cependant, en pratique, le flux rémanent du transformateur est généralement présent lors de la mise hors tension d'un transformateur de puissance. L'interruption des courants de transformateurs à vide est de nature similaire à celle des réactances. Toutefois, les surtensions générées lors de la coupure sont extrêmement faibles en amplitude. De ce fait, l'ouverture génère peu de transitoires, mais la fermeture non contrôlée peut générer des courants d'appel très importants à cause de l'existence du flux rémanent. Ces courants d'appel sont riches en harmoniques et possèdent une composante continue élevée. Ils peuvent provoquer des contraintes électriques et mécaniques importantes pour le transformateur, et en fonction des conditions du réseau au moment de la manœuvre, peuvent aussi engendrer des surtensions temporaires sévères (TOV-Temporary Over Voltages). Ces dernières peuvent même excéder la capacité énergétique d'absorption des parafoudres et exposer ainsi les équipements avoisinants à des surtensions dépassant leurs

limites permises. Elles peuvent également entraîner des opérations non-désirées des circuits de protection, ce qui a un impact majeur sur la qualité de service.

## Contexte de l'étude :

« La manœuvre contrôlée » est une technique qui consiste en l'utilisation d'équipements de contrôle électronique, afin de commander des contacts d'un dispositif de manœuvre, à un point prédéterminé en relation avec un signal électrique de référence. Cette technique a été largement étudiée depuis une trentaine années. Elle n'a cependant connu un regain d'intérêt que depuis le développement de nouvelles technologies de disjoncteurs (disjoncteurs à simple pression SF<sub>6</sub>,...). Le degré de fiabilité et d'efficacité de la manœuvre contrôlée dépendent essentiellement des caractéristiques des appareillages de coupure utilisés. En 1995, le Comité d'Etude 13 de la Cigré (Conseil International des Grands Réseaux Electriques) a mis en place le Groupe de Travail 13.07 (A3.07) avec le but « d'identifier les conditions de la manœuvre contrôlée pour les différentes applications possibles, les spécifications de réseau et des disjoncteurs, ainsi que les réponses du réseau et de la charge, tout en prenant en compte les caractéristiques des disjoncteurs, les tolérances des temps de fonctionnements associés, etc. ». L'objectif de ce Groupe de Travail est de présenter la nature de la manœuvre contrôlée ainsi que de mettre en évidence les avantages, les caractéristiques techniques et les limitations pratiques en ce qui concerne l'application de telles techniques. Leur travail a fait l'objet de quatre grandes publications [1-4]. Ces publications ont établi quelques spécifications pour l'utilisation efficace de la manœuvre contrôlée pour diverses charges telles que la manœuvre de bancs de condensateurs, de réactances shunt, de lignes de transport à vide, et plus particulièrement, de transformateurs.

Dans les réseaux de transport HT, l'application la plus courante est la fermeture contrôlée de bancs de condensateurs. La stratégie adoptée dans ce cas est assez simple car la synchronisation de manœuvre s'effectue sur les zéros de tension côté source du disjoncteur (technique du passage par zéro). Pour une réactance shunt simple, l'instant optimal de fermeture est la crête de la tension à fréquence industrielle. Dans le cadre des lignes de transport à vide non compensée, l'instant de fermeture doit se situer au zéro de tension ou au minimum de tension source selon le type de transformateurs de mesure. S'il s'agit d'une ligne compensée shunt, l'instant de fermeture doit se situer aux battements minimums des tensions aux bornes du disjoncteur. Cependant, pour la manœuvre contrôlée du transformateur, la considération du signal de tension n'est plus suffisante puisqu'il s'agit d'un équipement en matériau magnétique. Il est alors nécessaire d'introduire la notion de « Flux » lors de la manœuvre. Le flux est une grandeur physique mesurable caractérisant l'intensité et la répartition spatiale du champ magnétique. Il est relié avec la tension.

Des études ont été menées afin de proposer des stratégies de la manœuvre contrôlée du transformateur sans flux rémanent [5] ou avec [6]. Sur la base des résultats de ceux-ci, des applications et des validations ont été réalisés par des outils de simulation

et des tests au laboratoire comme par exemple dans les références [7] [9-10] ou par des essais spécifiques sur site comme [8] [11-12]. La technique de manœuvre contrôlée est synthétisée dans la publication du Groupe de Travail A3.07 [13] : il s'agit de refermer à l'instant où le flux potentiellement généré par la tension coté source est égal au flux rémanent.

## Objectifs:

Les principaux objectifs de ce travail sont :

- Elaborer un modèle de transformateur de puissance en régime transitoire et construire le modèle de disjoncteurs correspondants.
- Aboutir à une solution de manœuvre contrôlée des disjoncteurs des transformateurs de puissance permettant de diminuer les transitoires générés lors de la mise sous tension de ces derniers dans tous les cas de figures. La solution recherchée doit prendre en compte l'état magnétique (flux rémanent) du noyau du transformateur à l'instant de son enclenchement.
- Etablir une méthode explicite correspondant aux conditions pratiques de l'industrie. Dans tous les cas, des études de simulation doivent être effectuées en prenant en considération les caractéristiques du réseau et les équipements en jeu.
- Mener les campagnes d'essais et de validations à l'aide des outils de simulation afin de réaliser la fonction de manœuvre de transformateur de puissance et l'implanter dans le dispositif RPH3.

## Contributions :

Les études ci-dessus mentionnées de manœuvre contrôlée du transformateur avec flux rémanent demeurent théoriques. Au niveau de la simulation du transformateur de puissance, il n'existe pas aujourd'hui de modèle universel de simulation qui permette de simuler les phénomènes transitoires tels que l'arrachement du courant, le flux rémanent, le courant d'appel... D'autre part, ce modèle doit inclure toutes les caractéristiques, notamment les couplages entre phases dus aux enroulements connectés en triangle ou aux noyaux magnétiques communs pour les transformateurs triphasés. Au niveau de l'application, il est nécessaire de construire un modèle de disjoncteur qui permet de prendre en compte les différents paramètres du disjoncteur tels que la dispersion mécanique, le temps de préarc, le réamorçage...

Pour cela, nous avons tout d'abord établi un modèle de simulation correspondant à un transformateur de puissance dans un réseau électrique. Le modèle de transformateur est construit dans un premier temps en monophasé avec une modélisation adéquate de

disjoncteur. Ce premier modèle nous a permis de mettre en évidence les principaux phénomènes physiques mis en jeu comme l'arrachement du courant magnétisant et le flux rémanent pour des cas de manœuvres assez typiques (le déclenchement, l'enclenchement et le ré-enclenchement). Puis, nous avons analysé les principaux paramètres d'influence pour une extension en modèle triphasé comme le couplage entre phases, la forme de noyau, type de manœuvre avec leur fréquence associée. Les modèles de transformateurs triphasés sont ainsi établis pour les différentes configurations considérées. Ces derniers ont été validés à l'aide du simulateur de réseaux EMTP (Electromagnetic Transient Program).

Dans l'hypothèse d'une connaissance a priori des paramètres les plus significatifs, une étude de faisabilité est ensuite réalisée sur un modèle de transformateur précis et complexe. Celui-ci est basé sur la combinaison de trois transformateurs monophasés. Cette simplification est valable en basse fréquence pour les configurations où le transformateur possède un enroulement en triangle ou alors il est à flux libre.

Les études sur les caractéristiques statistiques et diélectriques du disjoncteur sont réalisées afin de modéliser un circuit complet de simulation : source – disjoncteur – transformateur. Selon les conditions d'application, nous avons proposé trois méthodes de manœuvre : i) Refermeture contrôlée ; ii) Ouverture contrôlée ; iii) Ouverture et refermeture contrôlées. Une analyse statistique est ensuite réalisée afin de visualiser les performances pour chaque méthode avec le logiciel de simulation.

A partir des résultats obtenus, nous avons conclu que la méthode de refermeture contrôlée est donc la solution la plus performante en termes de taux de réduction des courants d'appel et de domaine d'application. Dans la phase finale de notre étude, nous avons traité le problème de l'estimation du paramètre clé de l'algorithme global : le flux rémanent. Le calcul de l'instant optimal de refermeture est très sensible à la précision de la valeur du flux rémanent. Or, le flux ne peut pas être mesuré directement. Il faut passer par l'intégrale de la tension aux bornes du transformateur. La moindre erreur introduite lors de la mesure de tension peut être amplifiée à cause de l'intégration. Plus particulièrement, le flux rémanent possède une composante continue qui est difficile à retrouver avec la mesure de tension car les transformateurs de mesures actuels sont souvent des filtres passe-bande. Une solution existante est d'utiliser des capteurs de tension spéciaux branchés directement sur la traversée du côté de haute tension du transformateur. Nous avons d'abord proposé une méthode de calcul du flux rémanent par identification en utilisant la méthode de Prony (Algorithme Matrix-Pencil). Cette méthode est indirecte et impose des conditions limites. Ensuite, nous avons pu, grâce à l'idée tirée de la protection de lignes, déterminer une méthode de reconstitution du flux rémanent via le transformateur de mesure. Cette méthode permet, sans installations supplémentaires, d'appliquer l'algorithme de refermeture contrôlée dans les postes de transformateurs de puissance existants.

## Organisation du document :

Le corps de ce document, s'articule autour de cinq chapitres :

Le chapitre 1 expose une étude approfondie des phénomènes de manœuvres de réseaux à haute tension. Les manœuvres d'enclenchement et de déclenchement par les disjoncteurs HT sont présentées pour avoir une connaissance globale des équipements de manœuvres et des phénomènes généraux liés aux coupures et établissements des courants. Ensuite, on y souligne les phénomènes transitoires propres au transformateur de puissance : courant d'appel, flux rémanent, et on dresse l'état de l'art des manœuvres contrôlées. Cette étude a permis de définir l'ensemble des techniques de manœuvres contrôlées existantes sur tout le réseau électrique.

Le chapitre 2 est consacré à la modélisation de transformateur de puissance en fonction des manœuvres pour une simulation réaliste du flux rémanent. Une première modélisation d'un transformateur monophasé à basse fréquence est d'abord présentée. Ce modèle sert de base pour une modélisation complète. Nous avons décrit et analysé le phénomène d'arrachement du faible courant magnétisant d'un transformateur à vide. Des études préalables sur la capacité efficace et le rendement magnétique ont permis de comprendre la caractéristique du flux rémanent, lors de la coupure du courant du transformateur en régime établi. Ensuite, une campagne d'essais est menée pour déterminer la relation entre l'instant de coupure, le courant d'arrachement et le flux rémanent. A l'aide de celle-ci, nous avons pu modéliser le cycle d'hystérésis du transformateur par la décomposition des pertes et l'insertion d'une source de courant continu pendant la période de la mise hors tension. Un circuit équivalent comprenant le cycle d'hystérésis est ainsi proposé. En utilisant ce modèle, nous avons réalisé le circuit complet du transformateur monophasé sous EMTP. L'extension du modèle du transformateur en triphasé est fournie à l'aide des études sur les couplages d'enroulements et les formes des noyaux. Nous avons modélisé les transformateurs triphasés en les divisant en deux groupes: i) transformateur à flux libre ou avec l'enroulement en triangle ; et ii) transformateur à flux forcé étoile-étoile. Les influences des couplages sur les flux rémanents dans chaque phase avec des manœuvres de phases non simultanées sont illustrées en utilisant le modèle triphasé. Cette étude est surtout utile pour définir par la suite, suivant chaque phase, l'algorithme adéquat en cas de mise hors/sous tension retardée.

Le chapitre 3 est dédié particulièrement aux phénomènes de décharges capacitatives du transformateur de puissance lors du déclenchement du transformateur. La capacité équivalente du réseau transformateur provient principalement de la capacité parallèle de la ligne d'après sa modélisation. Il est ensuite montré par les simulations qu'en fonction de la valeur de la capacité équivalente, les comportements du flux du transformateur après l'instant de la mise hors tension peuvent être prédominés soit par le transformateur de puissance où l'effet de la capacité est négligé, soit par les composants capacitifs et inductifs du réseau transformateur où on revient à l'étude de manœuvre contrôlée de la



ligne HT. La stratégie de cette dernière requiert une estimation précise de la fréquence dominante. L'approche basée sur la méthode de Prony est utilisée avec des tests de validations.

Le chapitre 4 est consacré à l'algorithme de la manœuvre contrôlée du transformateur de puissance à vide. Les influences du temps mécanique et préarc y sont définies. Les effets combinés des caractéristiques du disjoncteur peuvent conduire à la détermination d'un critère pour choisir l'instant optimal de manœuvre. Ainsi, le disjoncteur est modélisé complètement dans le circuit transformateur, nous avons défini les algorithmes pour différentes stratégies de manœuvres contrôlées (refermeture contrôlée, ouverture contrôlée, stratégie optimale) et les avons implantés sous EMTP. Les simulations de manœuvres contrôlées avec les analyses statistiques sont réalisées pour obtenir les résultats présentés sous forme d'histogrammes et de tableaux afin de visualiser les performances de chaque stratégie sur la base des manœuvres aléatoires du transformateur.

Le chapitre 5 est dédié au développement d'une méthode de reconstitution du flux rémanent qui sert pour le calcul de l'instant de refermeture dans l'algorithme à partir des mesures de transformateurs capacitifs de tension (TCT). Nous avons d'abord modélisé le transformateur capacitif de tension par une fonction de transfert d'ordre 4. Ensuite, nous avons montré que le TCT seul ne permet pas d'obtenir un flux rémanent fiable. Deux méthodes sont proposées pour retrouver une valeur cohérente malgré les erreurs de mesure dues au TCT : méthode par identification et méthode d'inversion qu'on pourra appeler compensation dynamique. La partie concernant les étapes explicites de la méthode d'inversion est supprimée dans ce mémoire à cause du brevet déposé. Cependant, nous avons discuté de la faisabilité de cette méthode sur un TCT quelconque.

Enfin, une conclusion, quelques annexes contenant certains rappels utiles à la compréhension et les références bibliographiques achèvent ce document.

## Chapitre 1 :

### Manœuvres de transformateurs dans un réseau à haute tension

# Introduction

Ce chapitre présente les manœuvres contrôlées dans un réseau à haute tension, la problématique liée au transformateur de puissance et enfin, un résumé sur l'historique et l'état de l'art du domaine.

En pratique, les manœuvres du réseau électrique sont réalisées via les équipements industriels installés dans les postes ou les sous-stations. Il est donc nécessaire d'étudier tout d'abord les types de manœuvres et les équipements usuels afin d'identifier le savoir-faire des industries actuelles.

## 1.1 Les manœuvres d'enclenchement et de déclenchement via les disjoncteurs HT

### 1.1.1 Appareillage électrique à haute tension

L'appareillage électrique à haute tension est l'ensemble des appareils électriques qui permettent la mise sous ou hors tension de portions d'un réseau électrique à haute tension (y compris pour des opérations de délestage). C'est un élément essentiel qui permet d'obtenir la protection et une exploitation sûre et sans interruption d'un réseau à haute tension. Ce type de matériel est très important dans la mesure où de multiples activités nécessitent de disposer d'une alimentation en électricité qui soit permanente et de qualité.

L'appellation « haute tension » regroupe l'ancienne moyenne tension (HTA) et l'ancienne haute tension (HTB), elle concerne donc les appareils de tension assignée supérieure à 1 000 V, en courant alternatif, et supérieure à 1 500 V dans le cas de courants continus. Selon la classification par fonction, ces appareils sont composés de : sectionneurs, interrupteurs, contacteurs, coupe-circuit à fusibles et disjoncteurs. Parmi eux, le disjoncteur est seul capable d'interrompre un courant de court-circuit et donc d'éviter que le matériel connecté sur le réseau soit endommagé. Il est destiné à établir, supporter et interrompre des courants sous sa tension assignée (la tension maximale du réseau électrique qu'il protège), selon la définition donnée par la Commission électrotechnique internationale. La coupure d'un courant électrique par un disjoncteur à haute tension est obtenue en séparant des contacts dans un gaz (air, SF<sub>6</sub>..) ou dans un milieu isolant (par exemple l'huile ou le vide). A l'heure actuelle, le disjoncteur SF<sub>6</sub> (cf. figure 1.1) est le plus répandu dans les applications industrielles.

Dans leur configuration actuelle, les disjoncteurs peuvent être équipés d'appareils électroniques permettant à tout moment de connaître leur état (usure, pression de gaz pour la coupure, etc.) et éventuellement de détecter des défauts par des dérives de caractéristiques, ce qui permet à l'exploitant de programmer les opérations de maintenance et de prévenir les risques de défaillance [14-15].

Pour la manœuvre des lignes longues, les disjoncteurs sont généralement équipés de résistances de fermeture pour la limitation des surtensions [16-17]. La résistance est située à l'extrémité de la chambre de coupure du disjoncteur, à l'intérieur d'une enveloppe métallique mais isolée de celle-ci par le SF<sub>6</sub> contenu dans le pôle. Mais en pratique, cette technique nécessite des conceptions particulières de dimensionnement suivant les types de disjoncteurs donc rend ceux-ci plus coûteux.



FIG. 1.1 Disjoncteur Alstom série GL300 de 245 à 800 kV

Les disjoncteurs peuvent aussi être équipés de dispositifs de synchronisation à la fermeture et/ou à l'ouverture pour limiter les surtensions ou les courants d'appels à la manœuvre de lignes, de transformateurs à vide, de réactances shunt et de batteries de condensateurs. Ceci fait donc l'objet de notre étude.

### 1.1.2 Phénomènes généraux liés aux établissements et coupures de courants par un disjoncteur à haute tension

La coupure par un disjoncteur à haute tension est obtenue en séparant des contacts dans un gaz comme SF<sub>6</sub> ou dans un milieu isolant. Après la séparation des contacts, le courant transite dans un arc électrique. Par exemple, le SF<sub>6</sub> est porté à haute température et décomposé par le passage du courant. Il cesse d'être conducteur lorsque sa température est inférieure à 2000°C. Dans un disjoncteur à gaz, le courant est donc coupé en effectuant un soufflage intense sur l'arc pour le refroidir et l'interrompre. L'interruption

du courant se fait généralement à un passage par zéro du courant alternatif. A cet instant, la puissance fournie par le réseau est nulle, la coupure est donc plus facile à réaliser. De manière réciproque, l'établissement du courant par disjoncteur à haute tension est obtenu en rétablissant les contacts. La vitesse de fermeture et le champ électrique du milieu sont des éléments clés pour définir une initialisation du courant dans le disjoncteur. La notion de préarc est introduite car le courant peut être pré-allumé avant le toucher physique des contacts. Ce point fait l'objet du chapitre 4.

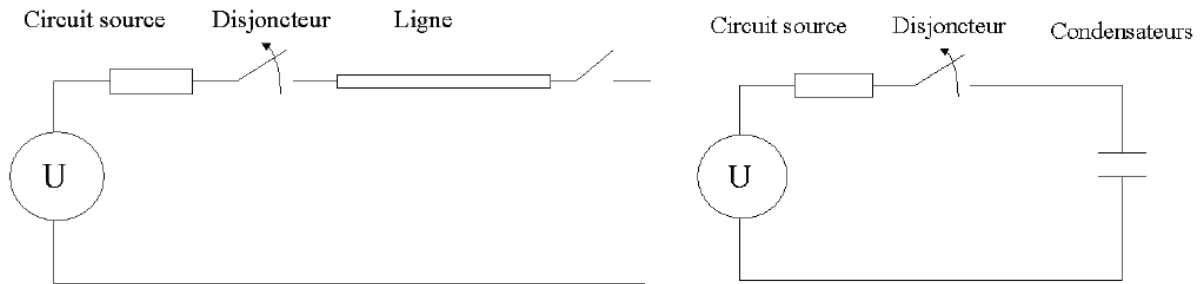


FIG. 1.2a Schéma équivalent de manœuvres de ligne et condensateurs

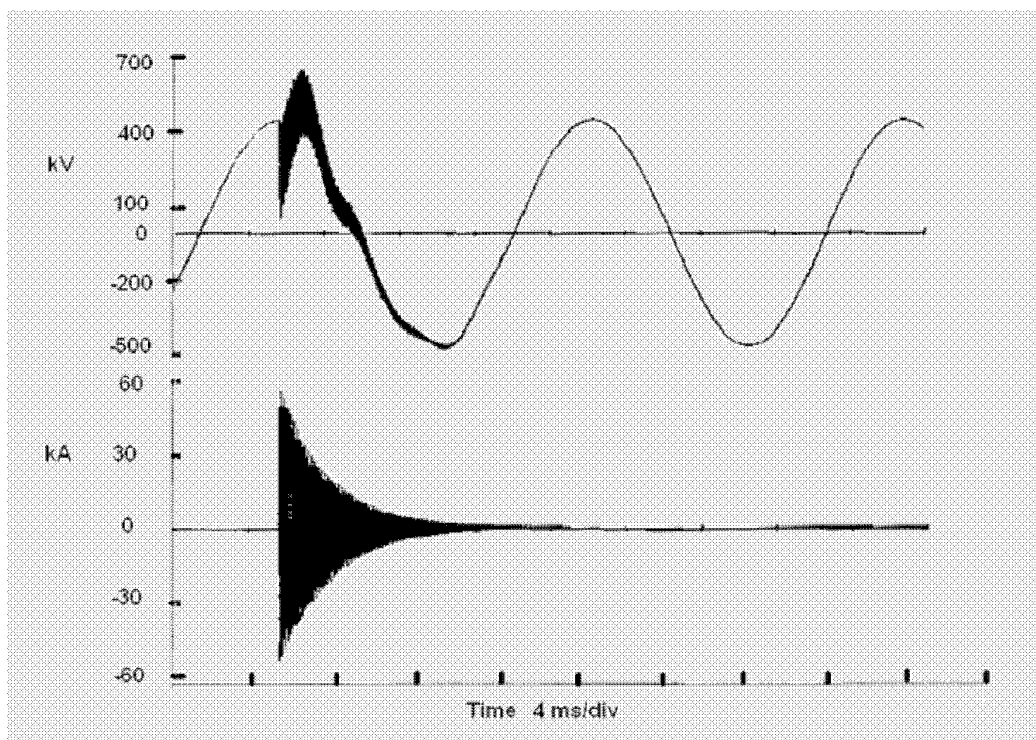


FIG. 1.2b Exemples de tension et courant relatifs à la mise sous tension de batteries condensateurs

L'établissement et la coupure de courants capacitifs sont des opérations standards que doivent effectuer la plupart des disjoncteurs. Les cas les plus typiques sont les manœuvres de lignes à vide, de câbles à vide et de batteries de condensateurs, voir le schéma équivalent de la figure 1.2a. Par exemple, la mise sous tension de batteries de

condensateurs peut provoquer des surtensions qui induisent un établissement de courants avec une fréquence élevée (cf. figure 1.2b).

L'établissement et la coupure de courants inductifs relèvent aussi des opérations courantes, c'est le cas de manœuvre de réactance shunt et de transformateurs.

## 1.2 Phénomènes d'enclenchement du transformateur de puissance

### 1.2.1 Courant d'appel du transformateur

Le transformateur de puissance est un élément indispensable des réseaux électriques. Il peut être opéré de façon occasionnelle (1 fois par an) ou de façon répétitive (1 fois par jour). La mise hors tension du transformateur génère peu de transitoires. Les transitoires se produisent surtout lors de l'enclenchement. L'enclenchement aléatoire des transformateurs peut produire des courants de formes asymétriques, de très grandes amplitudes, appelés « courants d'appel » comme montrés sur la figure 1.3. Ces courants sont riches en harmoniques et possèdent une composante apériodique. Pour mieux comprendre ce phénomène électrique, il est nécessaire de tout d'abord étudier un phénomène magnétique, le flux rémanent.

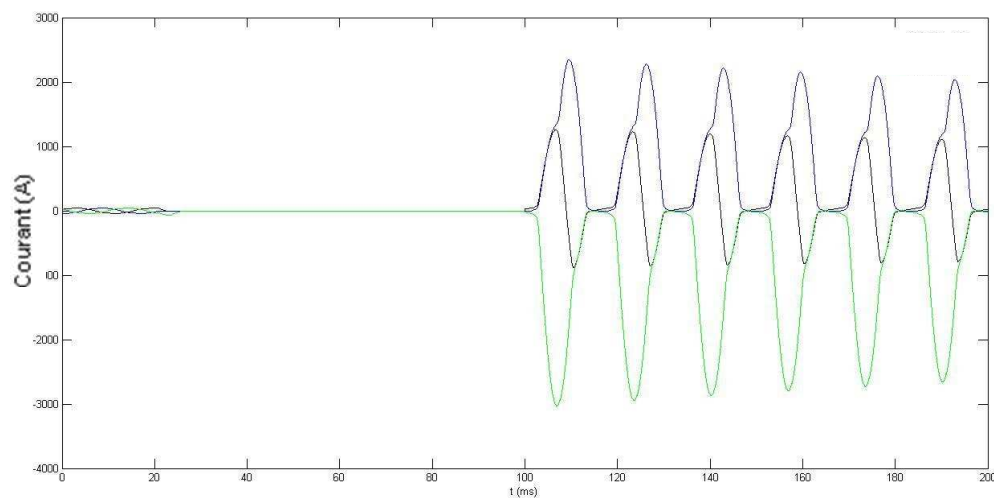


FIG. 1.3 Cas typique d'un enclenchement aléatoire – Courant d'appel

### 1.2.2 Champ magnétique rémanent

Il est connu que si l'on fait circuler un courant  $I$  dans une bobine entourant un tore magnétique, la densité de flux  $B$  dans le circuit magnétique augmente avec le champ magnétique  $H$ . Si le flux initial est nul, cette augmentation suit la courbe (b) de la figure 1.4, la densité de flux atteint la valeur  $B_m$  pour un champ magnétique  $H_m$ .

Si, maintenant, on fait décroître le courant  $I$ , et donc le champ  $H$  jusqu'à l'évanouissement, la densité de flux ne suit plus la même courbe, mais une courbe située au dessus de (b). En effet, quand on réduit le champ à zéro, les domaines que l'on vient d'orienter sous l'influence du champ  $H_m$  tendent à conserver cette orientation : c'est le phénomène d'hystérésis. Donc, lorsque le champ  $H$  devient nul, une densité de flux subsiste et conserve une valeur  $B_r$  que l'on appelle densité de flux rémanent.

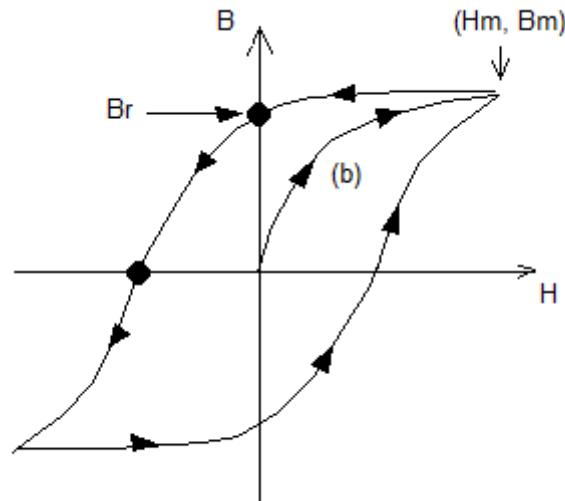


FIG. 1.4 Cycle d'hystérésis

Revenons maintenant au transformateur de puissance, la mise hors tension de celui-ci laisse son noyau avec un état magnétique rémanent. Si le transformateur n'est pas complètement démagnétisé après la mise hors tension, cet état magnétique persiste jusqu'à l'instant d'enclenchement et peut donc produire des phénomènes transitoires.

### 1.2.3 Courant d'appel vs. Flux rémanent

En régime établi, il est connu que le transformateur fonctionne à des niveaux de flux inférieurs au flux de saturation comme indiqué dans la figure 1.5a. Or, pour un ré-enclenchement du transformateur après la mise hors tension, il est possible que le flux dynamique ait des valeurs supérieures au flux de saturation, le maximum du courant peut être largement plus grand que sa valeur crête en régime établi selon la courbe du flux vs. courant du transformateur comme indiqué dans la figure 1.5b. Ce dépassement du flux peut être expliqué par la présence du flux rémanent qui pousse la mise sous tension dans la zone de saturation comme montré par la figure 1.5c, d'où l'origine du courant d'appel.

Mathématiquement, en considérant que  $\hat{\phi}$  est la valeur crête du flux pour un transformateur en régime établi,  $\hat{V}$  la tension crête, nous avons  $v(t) = \hat{V} \sin(\omega t)$  et  $\hat{V} = \omega \hat{\phi}$ . Pour des raisons économiques, les transformateurs sont conçus avec une valeur de flux crête opérationnelle aussi proche que possible de la valeur de saturation. Soit  $T$  la



période du signal de tension,  $t_0$  l'instant de la mise hors tension du transformateur, nous cherchons à calculer la valeur instantanée du flux à demi-période.

$$\varphi(T/2) = \varphi(t_0) + \int_{t_0}^{T/2} d\varphi = \varphi(t_0) + \frac{\hat{V}}{\omega} (1 + \cos \omega t_0) \quad (1.1)$$

Les cas extrêmes sont alors :

- $t_0 = T/4$ ,  $\varphi(t_0) = 0$ , nous avons  $\varphi(T/2) = \frac{\hat{V}}{\omega}$  c'est le cas de la coupure à zéro de flux, donc sans flux rémanent, la mise sous tension reste en zone linéaire.
- $t_0 = 0$ ,  $\varphi(t_0) = \frac{\hat{V}}{\omega}$ , nous avons  $\varphi(T/2) = 2\frac{\hat{V}}{\omega} = 2\hat{\varphi}$  c'est le cas de la coupure au maximum de flux, la mise sous tension atteint la zone saturée.

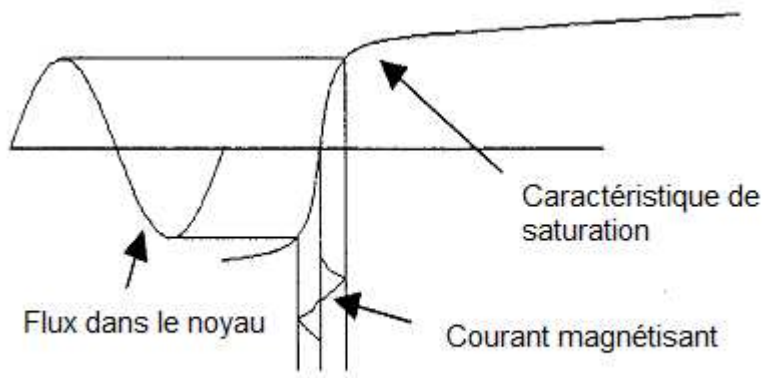


FIG. 1.5a Flux et courant magnétisant en régime établi

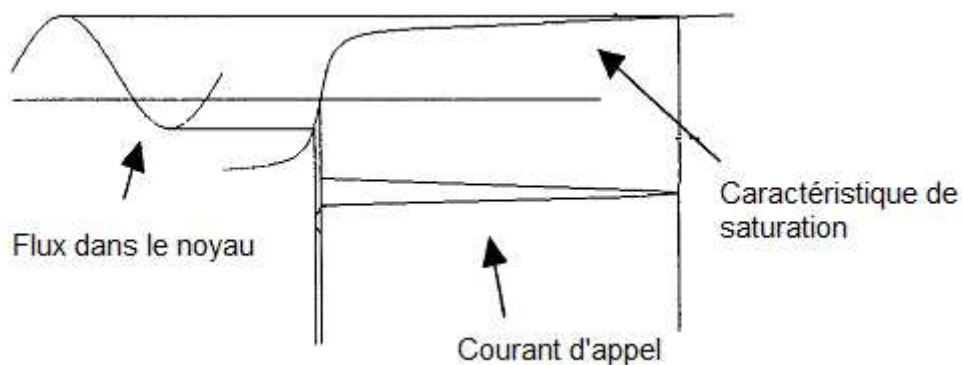


FIG. 1.5b Flux et courant d'appel après ré-enclenchement



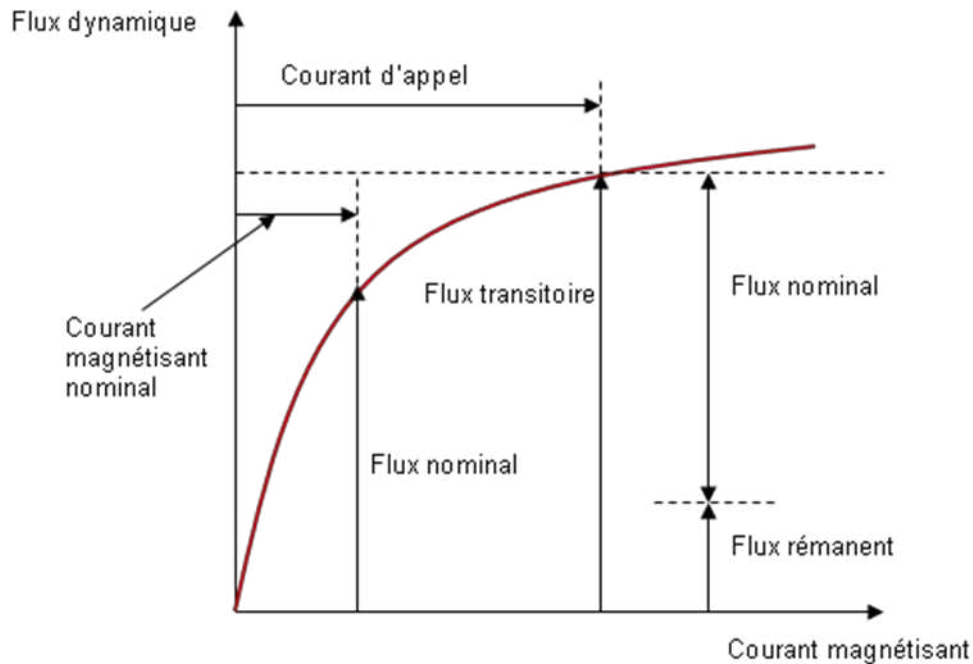


FIG. 1.5c Courbe de saturation du Flux vs. Courant (en valeur crête)

En effet, en régime établi, les transformateurs fonctionnent dans une zone dite linéaire où la magnétisation ne demande que peu de puissance (peu de force magnétomotrice, peu de courant). En revanche, certains régimes sollicitent une zone au-delà de la zone linéaire, dite zone saturée, où on atteint les limites du matériau ferromagnétique où la magnétisation demande beaucoup plus de puissance (de courant). Ainsi, l'amplitude du courant magnétisant peut atteindre en zone saturée (alors que le transformateur est à vide) plusieurs fois celle du courant nominal. Le rapport du courant magnétisant en zone saturée sur le courant nominal dépend de la puissance des transformateurs. En pratique, pour les gros transformateurs, le courant d'appel peut atteindre une valeur de l'ordre de 7 à 10 fois le courant nominal avec des constantes de temps de quelques secondes.

Il n'existe à l'heure actuelle pas de dispositifs de démagnétisation à installer à l'intérieur du transformateur pour supprimer le flux rémanent après la mise hors tension. Conceptuellement, les enroulements du transformateur pourraient remplir un tel rôle. En théorie, il faudrait réduire la tension alternative graduellement à zéro ou injecter un courant alternatif suffisant et en réduire graduellement l'amplitude. Mais en pratique, les conditions d'exploitation sur site ne le permettent pas à cause de la nécessité des installations supplémentaire en interne.

En principe, les transformateurs de mesure comme des diviseurs capacitifs de tension raccordés aux transformateurs dans les postes contribuent à une démagnétisation substantielle après la mise hors tension mais dans le cas le plus général, les industries doivent prendre en compte la présence de flux rémanents, ce qui conduit à la mise en place de dispositifs de commande pour le flux rémanent.

D'ailleurs, la présence des transformateurs de mesure peut induire d'autres perturbations de réseau après la mise sous tension du transformateur de puissance en zone saturée. Sachant que  $i_A$ ,  $i_B$ ,  $i_C$  sont les courants de lignes des trois phases. Ils sont mesurés par trois transformateurs de courant indépendants, un par phase, raccordés entre le disjoncteur manœuvré et le transformateur de puissance. La somme des courants  $i_A + i_B + i_C = 0$  est maintenue même pendant l'enclenchement quand le transformateur possède un enroulement en triangle. Or, soient  $i'_A$ ,  $i'_B$ ,  $i'_C$  les courants aux secondaires des transformateurs de courant, la saturation dissymétrique de ceux-ci rend la somme de  $i'_A$ ,  $i'_B$ ,  $i'_C$  non nulle. Cela peut déclencher intempestivement les protections homopolaires du réseau.

Par conséquent, la fermeture non contrôlée peut générer des courants d'appel très importants, pouvant atteindre les niveaux des courants de défaut des transformateurs dans le cas extrême. Ces courants non sinusoïdaux vont contraindre les enroulements, créer des tensions harmoniques prolongées qui vont dégrader la qualité de la fourniture électrique et provoquer des fonctionnements intempestifs des protections par suite des déséquilibres de courant de neutre. L'effet le plus nocif est lié aux contraintes électrodynamiques exercées dans les enroulements du transformateur, avec pour conséquence une réduction de sa durée de vie.

Or le transformateur de puissance constitue l'équipement le plus dispendieux dans un poste. Pour augmenter la disponibilité et la fiabilité des sources d'énergie en dépit d'un réseau vieillissant à l'heure actuelle, il est nécessaire d'opérer le transformateur via les disjoncteurs et surtout de maîtriser le ré-enclenchement du transformateur.

## 1.3 Manœuvres contrôlées

### 1.3.1 Généralités

Il y a deux types de manœuvre du disjoncteur : l'ouverture et la fermeture. Le terme « ouverture contrôlée » fait référence à la technique du contrôle de la séparation des contacts de chaque pôle d'un disjoncteur en relation avec l'angle de phase du courant et de ce fait le contrôle des temps d'arc afin de minimiser les contraintes sur les composants du réseau de puissance. Le temps d'arc est l'écart de temps entre la séparation des contacts et l'instant réel où le courant est nul. De manière similaire, les contraintes peuvent être minimisées par l'utilisation de la « fermeture contrôlée » afin d'optimiser l'instant de fermeture en relation avec la forme d'onde de la tension du réseau. Le délai total  $T_{total}$  introduit par le contrôleur peut être exprimé comme la somme du délai d'attente et du délai de synchronisation de phase,

$$T_{total} = T_w + T_{cont} \quad (1.2)$$

Où :

$T_w$  : intervalle de temps d'attente utilisé par le contrôleur pour les calculs internes

$T_{cont}$  : délai de synchronisation intentionnelle

Pour l'ouverture contrôlée,

$$T_{cont} = NT_{zéro} - T_{arc} - T_{ouverture} \quad (1.3)$$

Pour la fermeture contrôlée,

$$T_{cont} = NT_{zéro} - T_m - (T_{contact} - T_{préarc}) \quad (1.4)$$

$NT_{zéro}$  : intervalle de temps requis en relation avec le passage à zéro

$T_{arc}$  : temps d'amorçage

$T_{ouverture}$  : intervalle entre le début du mouvement de la bobine d'ouverture et la séparation des contacts  $t_{séparation}$

$T_m$  : intervalle entre l'instant où le courant commence à s'écouler  $t_{fermeture}$  et le passage par zéro de tension suivant

$T_{préarc}$  : temps de pré-amorçage

$T_{contact}$  : intervalle de temps compris entre le début du mouvement du circuit de fermeture du disjoncteur et le moment du toucher des contacts  $t_{contact}$ .

$T_{fermeture}$  : intervalle de temps compris entre le début du mouvement du circuit de fermeture du disjoncteur et l'instant où le courant commence à s'écouler, donc l'instant de fermeture réelle  $t_{fermeture}$ .

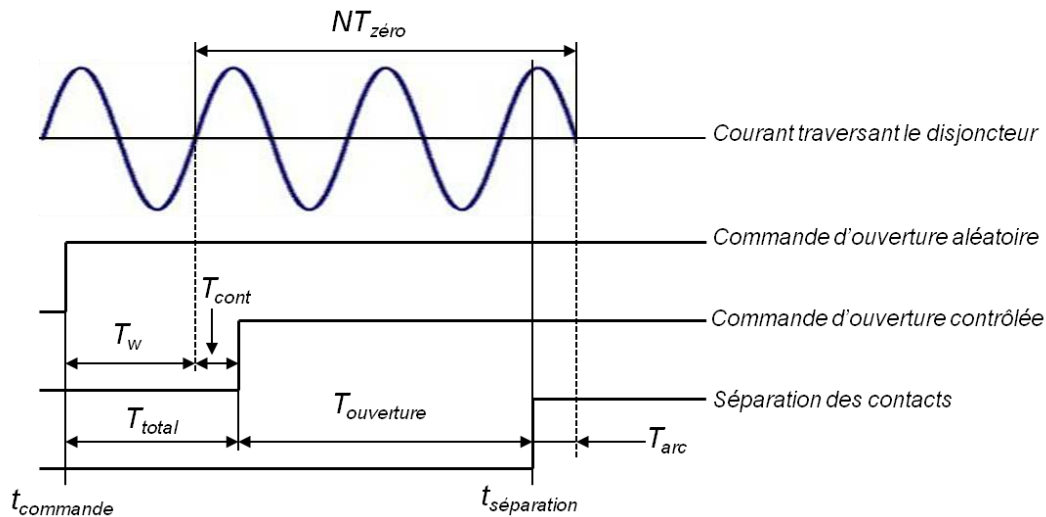


FIG. 1.6a Séquence d'ouverture schématique

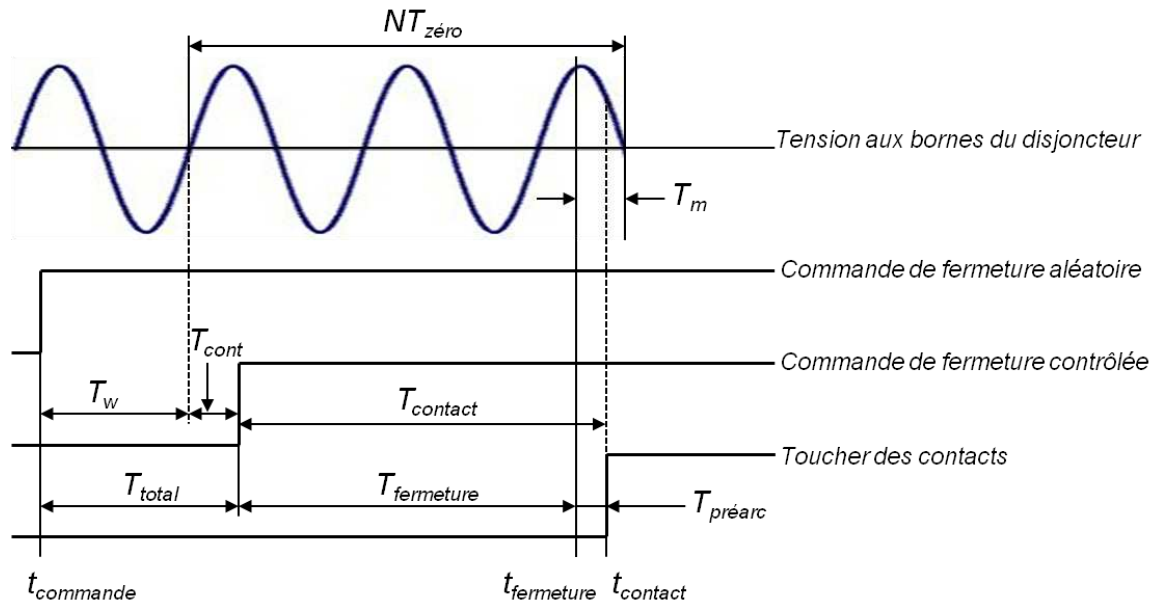


FIG. 1.6b Séquence de fermeture schématique

Nous pouvons ainsi définir respectivement les séquences de temps schématiques pour une mise hors ou sous tension, données par les figures 1.6a et 1.6b. En pratique, il est plus courant de faire des fermetures contrôlées car les ouvertures ne sont pas toujours accessibles par les utilisateurs surtout en cas d'ouverture par protection.

Les disjoncteurs employés pour la manœuvre contrôlée peuvent être configurés pour une manœuvre indépendante des phases ou, de manière alternative, ils peuvent être « manœuvrés de manière groupée » par un seul mécanisme de commande avec ou sans décalage mécanique fixé entre les pôles. Les disjoncteurs unipolaires et tripolaires sont utilisés sur les réseaux triphasés de haute tension. Dans notre étude, nous considérons que les disjoncteurs sont à pôles indépendants.

### 1.3.2 Manœuvres contrôlées des bancs de condensateurs, réactances, lignes de transport HT

La manœuvre contrôlée des bancs de condensateurs shunt est utilisée pour minimiser les effets locaux dans les postes ainsi que des effets à distance à l'extrémité réceptrice des lignes de transport connectées aux postes [1]. La fermeture contrôlée est un moyen très efficace pour réduire le courant d'appel et les surtensions transitoires, l'instant optimal correspond à l'instant où la tension à travers le disjoncteur est nulle.

La manœuvre des réactances shunt a été reconnue pendant longtemps comme étant une source de transitoires de courant et de tension. Comme les surtensions de réamorçage sont normalement plus sévères que les surtensions dues au hachage de courant, l'utilisation de l'ouverture contrôlée pour augmenter les temps d'arc pour éviter la fenêtre de réamorçage [1] est une pratique courante.

Il existe à l'heure actuelle un dispositif de synchronisation RPH2, conçu par Alstom Grid en 1994. Le RPH2 utilise des signaux de tensions/courants mesurés du côté source du disjoncteur pour contrôler la fermeture ou/et ouverture. Il a été appliqué avec succès pour les bancs de condensateurs et réactances shunt.

Pour améliorer et compléter le RPH2, des travaux de recherche sur la manœuvre contrôlée sur lignes de transport à vide HT ont été réalisés en 2003 à Supélec en partenariat industriel avec Alstom Grid, centre de recherche des appareillages de coupure de Villeurbanne. Basé sur le résultat de cette thèse, un nouveau dispositif RPH3 a été conçu en 2007.

Dans les manœuvres de disjoncteur de lignes, l'apparition de défaut peut engendrer des surtensions transitoires très élevées. Lors de la mise hors tension triphasée d'une ligne à vide non compensée, en présence de défaut monophasé (90% des cas de défauts sur lignes), une charge importante peut rester piégée sur les phases saines (généralement de l'ordre de 1pu). Cette charge peut décroître plus ou moins rapidement selon les conditions atmosphériques ou la présence d'un transformateur de mesure. Dans ce cas, la prédiction des minimums de tension aux bornes du disjoncteur peut être aisée si la polarité de cette charge est 'connue'.

Lorsque la ligne est compensée par des réactances shunt, l'ouverture du disjoncteur génère une décharge oscillante liée à l'échange d'énergie électromagnétique entre la réactance et la capacité équivalentes de la ligne. La tension qui apparaît aux bornes du disjoncteur présente dans ce cas un phénomène de battement dont la fréquence est liée à la différence des fréquences côté ligne (50Hz) et côté source du disjoncteur. Si les paramètres de la ligne et de la charge de compensation sont parfaitement 'connus', la prédiction des minimums de tensions est aisée. Compte tenu du fait que le niveau de compensation d'une ligne peut varier à tout moment (en fonction de la puissance transitée), cette tâche peut s'avérer difficile. Le niveau de compensation est représenté par la valeur d'inductance qui modélise la charge de compensation. L'application de manœuvre contrôlée nécessite dans ce cas, l'estimation en temps réel de la tension. La tension de ligne sur la phase en défaut subit une décharge exponentielle. L'instant optimal est celui du zéro de tension côté source [30]. Pour les phases saines, la fenêtre optimale pour la fermeture correspond dans ce cas, aux battements minimums des tensions aux bornes du disjoncteur (figure 1.7). L'instant de refermeture optimal est lié à la fréquence nominale du réseau et à la fréquence d'oscillation dominante de la tension de ligne selon la relation :

$$t_{opt}=t_{ouv}+K_c T_{cb}, \quad T_{cb}=\frac{1}{f_0 - f_s} \quad (1.5)$$

Où :

$t_{opt}$  : instant optimal de fermeture des pôles relatifs aux phases saines,

$t_{ouv}$  : instant d'ouverture du pôle (établissement du processus de décharge oscillatoire),

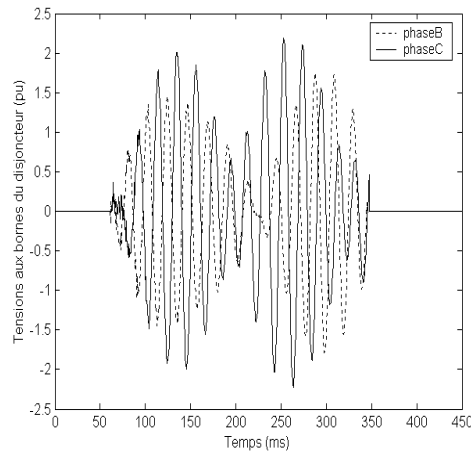
$T_{cb}$  : intervalle entre deux battements minimums successifs,

$K_c$  : nombre de périodes  $T_{cb}$  correspondant au délai requis pour la refermeture des phases saines,

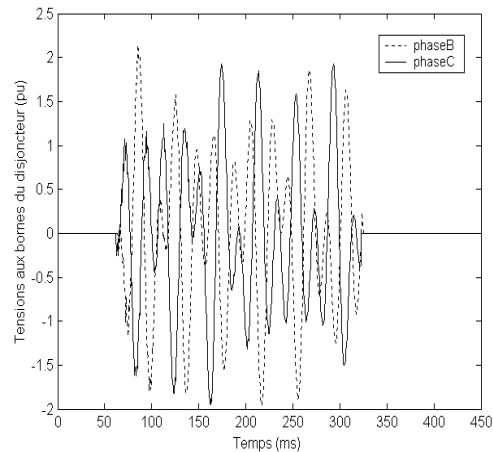
$f_0$  : fréquence nominale du réseau,

$f_s$  : fréquence dominante de la tension de ligne.

Le calcul qui conduit à cette expression (1.5) est décrit en Annexe A3.



(a) 80% de compensation



(b) 30% de compensation

FIG. 1.7 Tensions aux bornes du disjoncteur lors de manœuvre de refermeture sur ligne compensée - phases saines

L'utilisation de l'équation (1.5) nécessite une estimation suffisamment précise de la fréquence dominante. Pour identifier les méthodes les plus appropriées pour la prédiction des instants optimaux de manœuvres à partir de signaux de tensions transitoires, différentes approches ont été explorées:

- Une approche paramétrique basée sur le modèle de Prony,
- Une approche basée sur l'analyse temps-fréquence utilisant la transformée en ondelettes,
- Une approche paramétrique adaptative basée sur le filtrage de Kalman.

La méthode de Prony est choisie dans la thèse [30] pour réaliser un algorithme de manœuvre contrôlée grâce à ses performances en termes de précision pour l'estimation des fréquences et d'amortissements pour les signaux considérés. D'après les analyses de résultats de simulations à l'aide du simulateur EMTP (Electromagnetic Transient Program), il ressort de ces travaux de recherche une stratégie performante pour l'application de manœuvres contrôlées sur des lignes à vide.

### 1.3.3 Etudes des manœuvres des transformateurs de puissance

La manœuvre contrôlée des transformateurs a été pendant longtemps étudiée sans la prise en compte du flux rémanent [1]. Le choix de l'instant de fermeture pour un transformateur triphasé, qui permet d'obtenir un courant d'appel minimum, peut être résumé par le tableau 1 dans lequel les hypothèses de travail sont telles qu'il n'y ait pas de flux rémanent, que la phase 2 est enroulée autour du noyau milieu dans le cas d'un transformateur à 3 ou 5 noyaux (figure 1.8a) et que les tensions des différentes phases peuvent être écrites comme suit :

$$U_1 = U \sin(\omega t + 2\pi / 3) \quad (1.6)$$

$$U_2 = U \sin(\omega t) \quad (1.7)$$

$$U_3 = U \sin(\omega t - 2\pi / 3) \quad (1.8)$$

TABEAU 1. Instant de fermeture idéal en fonction de la connexion du transformateur

| Enroulement primaire     | Secondaire / tertiaire       | Circuit magnétique        | L'instant de fermeture phase 2            | L'instant de fermeture phase 1                    | L'instant de fermeture phase 3                    |
|--------------------------|------------------------------|---------------------------|---|---|---|
| Etoile neutre isolé      | Etoile / Delta               | 3/5 colonnes 3 monophasés | 5ms (50Hz)<br>4.17ms (60Hz)<br>(90°) 1.5U | 0ms (50Hz)<br>0ms (60Hz)<br>(240°) $\sqrt{3/2} U$ | 0ms (50Hz)<br>0ms (60Hz)<br>(120°) $\sqrt{3/2} U$ |
| Etoile neutre à la terre | Etoile / Delta               | 3/5 colonnes              | 5ms (50Hz)<br>4.17ms (60Hz)<br>(90°) 1U   | 0ms (50Hz)<br>0ms (60Hz)<br>(60°) $\sqrt{3/2} U$  | 0ms (50Hz)<br>0ms (60Hz)<br>(300°) $\sqrt{3/2} U$ |
| Etoile neutre isolé      | Delta/ Delta                 | 3 monophasés              | 5ms (50Hz)<br>4.17ms (60Hz)<br>(90°) 1U   | 0ms (50Hz)<br>0ms (60Hz)<br>(60°) $\sqrt{3/2} U$  | 0ms (50Hz)<br>0ms (60Hz)<br>(300°) $\sqrt{3/2} U$ |
| Etoile neutre à la terre | Etoile neutre isolée/à terre | 3 monophasés              | 5ms (50Hz)<br>4.17ms (60Hz)<br>(90°) 1U   | 0ms (50Hz)<br>0ms (60Hz)<br>(270°) 1U             | 0ms (50Hz)<br>0ms (60Hz)<br>(270°) 1U             |
| Delta                    | Etoile / Delta               | 3/5 colonnes 3 monophasés | 5ms (50Hz)<br>4.17ms (60Hz)<br>(90°) 1.5U | 0ms (50Hz)<br>0ms (60Hz)<br>(240°) $\sqrt{3/2} U$ | 0ms (50Hz)<br>0ms (60Hz)<br>(120°) $\sqrt{3/2} U$ |

L'instant de fermeture est donné en fonction de l'instant de la tension zéro de  $U_2$  (équation (1.7)). Les phases et les valeurs de tensions aux instants de fermeture sont aussi précisées dans le tableau 1.

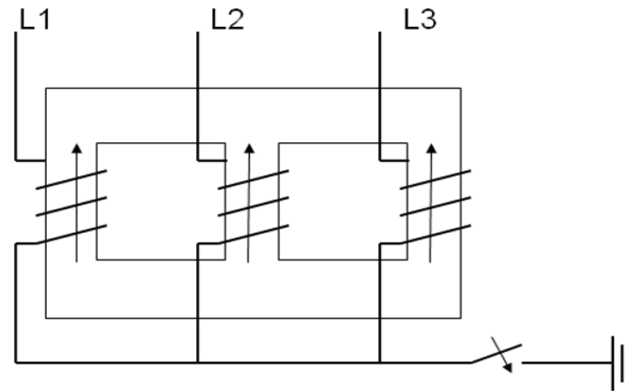


FIG. 1.8a. Exemple d'enroulements d'un transformateur à 3 colonnes à neutre isolée ou à la terre

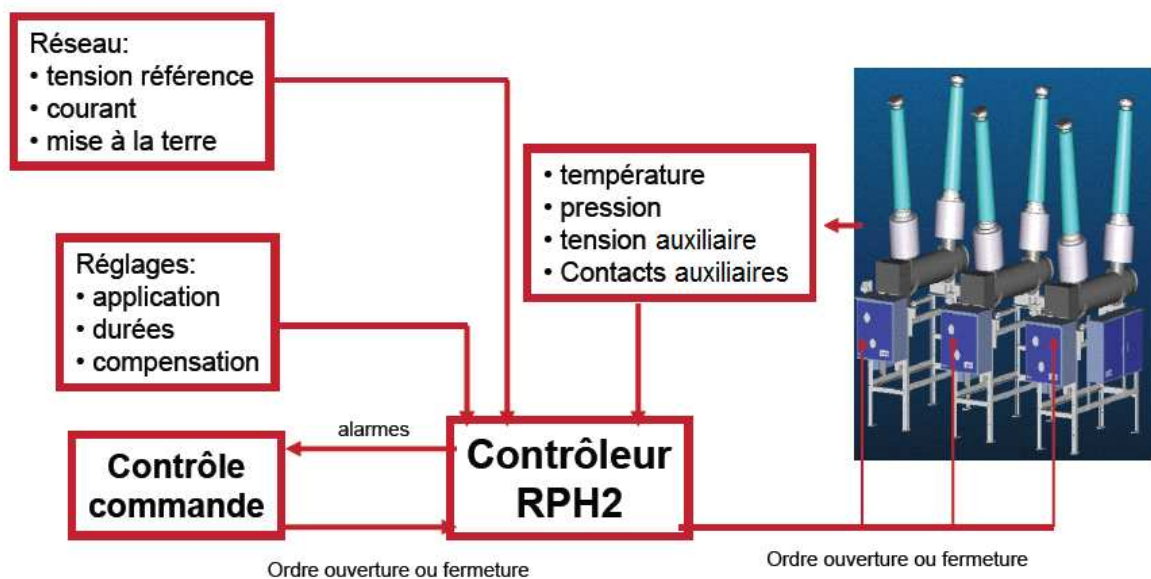


FIG. 1.8b Manœuvres contrôlées du boîtier RPH2

A partir de ces résultats théoriques, le boîtier RPH2 a aussi intégré la fonction de manœuvres de transformateurs. Ainsi, le contrôleur RPH2 possède toutes les fonctions de manœuvres de réseaux. Le diagramme de fonctionnement est présenté dans la figure 1.8b. Or, il résout uniquement le problème de l'enclenchement ou ré-enclenchement des transformateurs démagnétisés. Si, par suite d'une manœuvre précédente de la mise hors tension, le transformateur présente un flux rémanent, les courants d'appels générés par la manœuvre avec le dispositif RPH2 ne sont plus négligeables. Nous avons alors un stress diélectrique plus important sur le transformateur et il risque de déclencher les protections de celui-ci. Typiquement, d'après les valeurs fournies par Alstom, la manœuvre contrôlée avec le RPH2 permet de réduire les courants d'appels à la fermeture d'un facteur 3 ou 4 par rapport à la manœuvre sans contrôle. Lorsqu'il y a un flux rémanent, le gain chute à 10%, d'où vient alors la nécessité de faire des manœuvres contrôlées du transformateur avec flux rémanent.



Les idées principales sont résumées dans le rapport de la Cigré WG A3.07 [3]. Avec la mesure de flux rémanent, il existe deux philosophies de contrôle qui peuvent être utilisées individuellement ou conjointement :

- Enclenchement à des instants fixes en contrôlant l'instant d'ouverture précédent ;
- Enclenchement à des instants déterminés par la valeur du flux rémanent.

Le contrôle de l'ouverture consiste à mettre hors tension le transformateur à un instant défini pour sélectionner le flux magnétique rémanent désiré. Dans le principe de fermeture contrôlée, il s'agit de mettre sous tension le transformateur quand l'intégrale de la tension de source appelée le « flux dynamique » est égale au flux rémanent. Idéalement, avec cette méthode, le courant d'appel est annulé et il ne reste que le courant magnétisant à vide dans le transformateur après la mise sous tension. Or, en réalité, la performance de cette stratégie est très influencée par le fonctionnement du disjoncteur de manœuvre. Le calcul de l'instant optimal de fermeture avec cette méthode nécessite la valeur du flux rémanent. Les études théoriques n'ont pas d'exigence en simulation de mesure de flux car les valeurs de flux rémanents peuvent être introduites comme des conditions initiales de la fermeture mais en pratique surtout en temps réel, il est essentiel d'identifier le flux rémanent du transformateur à chaque mise hors tension puis l'introduire dans le calcul de l'instant de fermeture. Ce problème d'évaluation du flux rémanent, qui relie la théorie et la pratique constitue un nouvel aspect de la recherche dans ce domaine.

## Conclusion

Nous avons présenté dans ce chapitre les différents types de manœuvre d'un réseau électrique à haute tension et montré qu'il est nécessaire de réaliser des manœuvres contrôlées pour un bon fonctionnement du réseau. Les recherches industrielles dans ce domaine sont déjà avancées avec la mise en place des dispositifs de contrôle, néanmoins il faut les compléter avec une fonction 'transformateur' avec flux rémanent afin de concevoir un contrôleur de disjoncteur applicable sur tous les types de charges électriques. Pour cela, il est indispensable de bâtir d'abord un modèle théorique et numérique généralisé du transformateur avant d'appliquer les stratégies de manœuvres.

## Chapitre 2 :

### Modélisation générale d'un transformateur de puissance

## Introduction

Ce chapitre est consacré à la modélisation du transformateur de puissance, dans la perspective de définir des algorithmes destinés à assurer une manœuvre contrôlée lors de remise sous tension.

L'étude de cette modélisation générale demande un travail détaillé. Il s'agit tout d'abord de définir un modèle de transformateur monophasé en régime établi. Nous allons étudier ensuite les phénomènes de la coupure de tension pour améliorer le modèle en régime transitoire dans l'objectif de simuler un niveau de flux rémanent qui s'approche de la réalité. Avec le modèle monophasé du transformateur, nous pouvons construire le modèle en triphasé en tenant compte des couplages magnétiques, des enroulements et des formes de noyaux.

### 2.1 Transformateur monophasé à basse fréquence

Un transformateur est un convertisseur statique prévue pour fonctionner en alternatif. Par couplage magnétique, il transmet la puissance sous une tension différente, avec un bon rendement, sans en changer la nature ni la fréquence.

Il est composé d'au moins deux bobines enroulées autour d'un même circuit en matériau ferromagnétique (le noyau), définissant ainsi les circuits électriques primaire et secondaire comme décrits par la figure 2.1 :

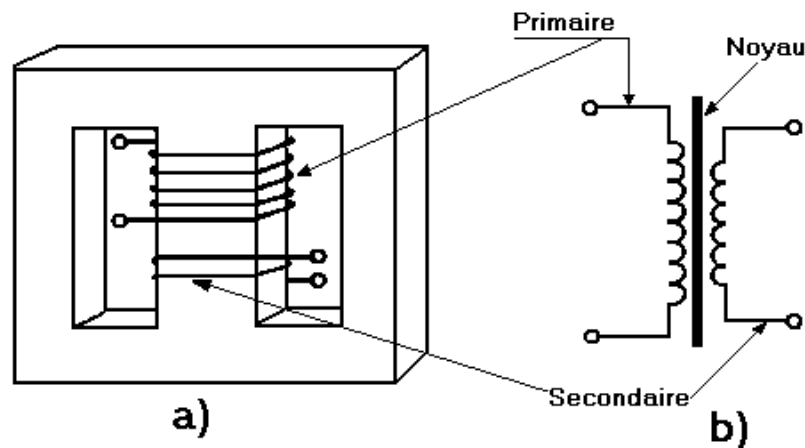


FIG. 2.1 Transformateur avec noyau et son symbole graphique

Comme pour tout composant d'un réseau électrique, sa modélisation dépend du type de phénomène à étudier, c'est-à-dire de la gamme de fréquences concernée. Selon la classification CIGRE [21], on examine successivement les modélisations adaptées à chaque type de surtension, défini par sa gamme de fréquence associée :

De basses fréquences (y compris fréquence industrielle) :

- 0.1 Hz – 3 kHz
- Surtensions temporaires
- Défauts à la terre (court-circuit), enclenchement transformateur, résonance, délestage de charge...

A front lent :

- 50/60 Hz – 20 kHz
- Surtensions de manœuvre
- Enclenchement ligne à vide, à l'élimination ou à l'apparition de défauts...

A front rapide :

- 10 kHz – 3 MHz
- Surtensions de foudre
- Coup de foudre, manœuvre des sectionneurs, coupure de courants capacitifs ou inductifs...

A front très rapide :

- 100 kHz – 50 MHz
- Manœuvre des sectionneurs

Il est connu que l'impédance des composantes inductives augmente avec la fréquence, alors que, inversement, l'impédance des composantes capacitives diminue avec la fréquence :

$$\begin{aligned} Z_L &= \omega * L \\ Z_C &= \frac{1}{\omega * C} \end{aligned} \quad (2.1)$$

Ainsi, avec l'augmentation de la fréquence considérée, l'importance des composantes inductives s'amenuise et celle des composantes capacitives croît. Autrement dit, à basse fréquence,  $Z_C$  est très grand, le composant capacitif peut être considéré comme un circuit ouvert. Pour les études d'enclenchement et le ré-enclenchement du transformateur de puissance, nous adoptons le modèle à basse fréquence.

### 2.1.1 Transformateur monophasé linéaire sans saturation

Un transformateur présente un comportement non linéaire dû principalement à la caractéristique de l'inductance. Lorsque le fonctionnement du transformateur se situe dans la zone linéaire de cette caractéristique, alors la modélisation devient simple. Celle-

ci se traduit par un schéma équivalent où l'on représente ses impédances linéaires et son rapport de transformation  $m$ .

L'impédance linéaire est composée, pour chaque enroulement, d'une inductance modélisant le flux magnétique de fuite et d'une résistance modélisant les pertes par effet Joule et les pertes supplémentaires. Il faut aussi ajouter une branche parallèle pour représenter l'inductance de magnétisation. On a donc le schéma classique suivant :

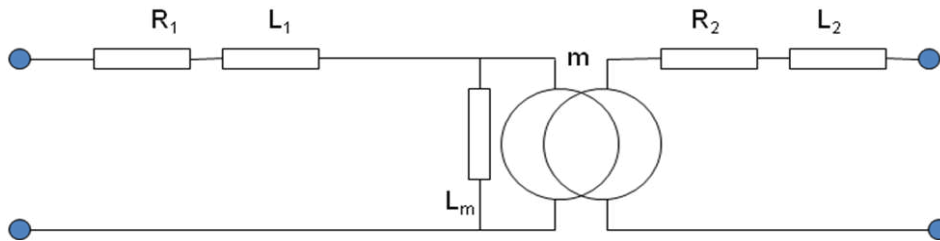


FIG. 2.2a Modélisation d'un transformateur monophasé en basse fréquence sans saturation

Il existe éventuellement des pertes à vide, nous pouvons les représenter au moyen d'une résistance  $R_m$  en parallèle :

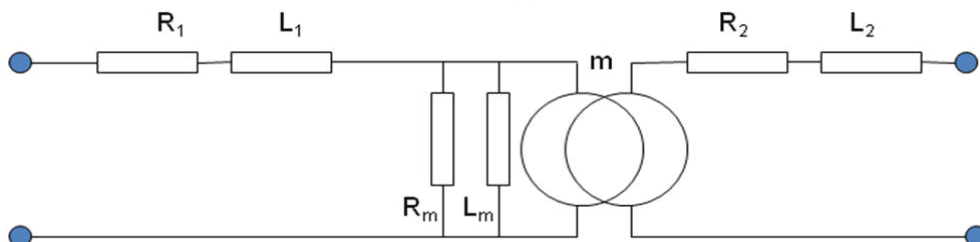


FIG. 2.2b Modélisation d'un transformateur monophasé en basse fréquence avec pertes fer, sans saturation

### 2.1.2 Transformateur monophasé avec saturation

Comme décrit au chapitre 1, l'enclenchement et le ré-enclenchement avec flux rémanent font que la zone de fonctionnement non-linéaire du transformateur est sollicitée. La caractéristique de saturation donnée par une courbe du flux dans le noyau en fonction du courant magnétisant est représentée par une inductance non-linéaire (figure 2.3a).

Notons que l'inductance non linéaire peut être placée indifféremment côté primaire ou côté secondaire tant que le rapport de transformation est respecté.

Ce modèle étant le circuit de base, pour disposer d'un modèle général adapté à tous les phénomènes qui peuvent apparaître dans notre cas d'étude, nous sommes amenés à faire des études plus précises afin de compléter le schéma.

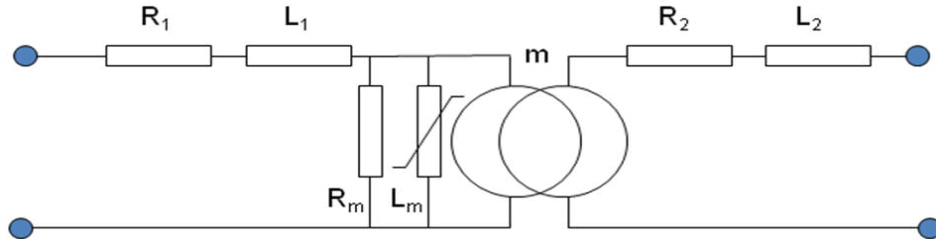


FIG. 2.3a Modélisation d'un transformateur monophasé en basse fréquence avec saturation

A partir de ce modèle, il est possible de retrouver la forme du courant d'appel présenté au paragraphe 1.2 par un calcul analytique. Soient  $v_p$ ,  $v_s$  les tensions au primaire et au secondaire,  $i$  le courant au primaire et  $\phi$  le flux traversant la bobine. Quand le transformateur est alimenté du côté primaire avec côté secondaire à vide, soit  $v_p = V_m (\sin \omega t + \theta_0)$  avec  $\omega$  la pulsation angulaire,  $V_m$  la tension de source nominale en valeur crête et  $\theta_0$  la phase initiale, l'équation décrivant le comportement du noyau saturable est :

$$v_p = R_1 i(t) + L_1 \frac{di(t)}{dt} + \frac{d\phi(t)}{dt}$$

$$v_p = R_1 i(t) + L_1 \frac{di(t)}{dt} + \frac{d\phi(t)}{di} \frac{di(t)}{dt} \quad (2.2)$$

Dans le cas où la résistance de magnétisation est très grande, le courant dans le noyau du transformateur peut être approximé par le courant au primaire  $i$ .  $d\phi(t)/dt$  peut être ainsi représenté par une inductance égale à la pente de la fonction  $\phi(i)$ . L'équation (2.2) peut être réécrite comme :

$$v_p = R_1 i(t) + L_1 \frac{di(t)}{dt} + L_{\text{noyau}}(\phi) \frac{di(t)}{dt} \quad (2.3)$$

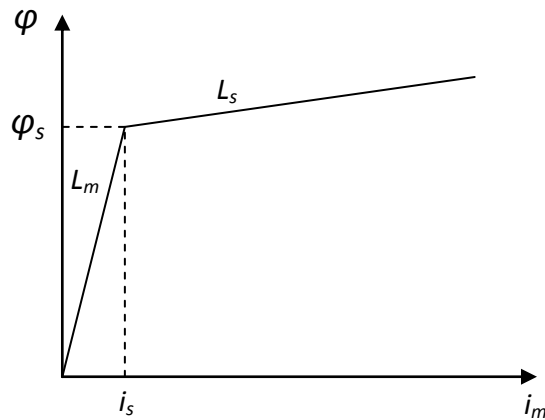


FIG. 2.3b Inductance non linéaire simplifiée avec deux pentes

$L_{\text{noyau}}(\varphi)$  est représenté par un modèle simplifié de la figure 2.3b avec  $L_m$  sa pente en zone linéaire et  $L_s$  sa pente en zone saturée.

Généralement, le flux initial (ou le flux rémanent) dans la bobine est inférieur au niveau de saturation  $\varphi_s$ . Quand le transformateur est alimenté, l'instant de saturation  $t_s$  peut être calculé comme la durée nécessaire pour que la somme de l'intégrale de la tension de source avec le flux initial  $\varphi_0$  atteigne le flux de saturation  $\varphi_s$ .

$$\varphi_s = \int_0^{t_s} V_m \sin(\omega t + \theta_0) dt + \varphi_0 \quad (2.4)$$

Quand le transformateur est alimenté du zéro de tension,  $\theta_0 = 0$ , nous avons alors

$$t_s(\varphi_0) = \frac{1}{\omega} \arccos(1 - (\varphi_s - \varphi_0) / \varphi_n) \quad (2.5)$$

$\varphi_n$  est le flux nominal en valeur crête.

A  $t \leq t_s$ ,  $L_{\text{noyau}}(\varphi) = L_m$ ; à  $t > t_s$ ,  $L_{\text{noyau}}(\varphi) = L_s$  sachant qu'il existe un courant initial de saturation  $i_s$ . Nous avons ainsi, à partir de l'équation (2.3) :

$$i(t) = \begin{cases} A_1 e^{-t/\tau_1} + B_1 \sin(\omega t - \theta_1) & t \leq t_s \\ (i_s' + A_2) e^{-(t-t_s)/\tau_2} + B_2 \sin(\omega t - \theta_2) & t > t_s \end{cases} \quad (2.6)$$

Avec :

$$B_1 = \frac{V_m}{\sqrt{R_1^2 + (\omega(L_m + L_1))^2}} ;$$

$$B_2 = \frac{V_m}{\sqrt{R_1^2 + (\omega(L_s + L_1))^2}} ;$$

$$\theta_1 = \arctan\left(\frac{\omega(L_m + L_1)}{R_1}\right) ;$$

$$\theta_2 = \arctan\left(\frac{\omega(L_s + L_1)}{R_1}\right) ;$$

$$A_1 = B_1 \sin(\theta_1) ;$$

$$A_2 = B_2 \sin(\theta_2 - \omega t_s) ;$$

$$\tau_1 = \frac{L_m + L_1}{R_1} ;$$

$$\tau_2 = \frac{L_s + L_1}{R_1} ;$$

$$i_s' = i_s \Big|_{\varphi_0=0} (1 - \varphi_0 / \varphi_s) .$$

La figure 2.3c montre la forme analytique et simulée du courant sur une phase d'un transformateur pendant son premier cycle d'enclenchement. La mise sous tension

s'est effectuée du zéro de tension avec un flux initial de 0.75 pu. Les résultats analytiques et de simulation sont obtenus en utilisant les données du transformateur du chapitre 4.

L'équation (2.6) peut être utilisée pour calculer le courant d'appel maximal (en crête). Si l'angle de fermeture est à zéro et on a un flux rémanent de la même polarité que la tension appliquée, le courant d'appel peut atteindre sa valeur maximale à l'instant  $t_p$ . Il peut être exprimé par :

$$\omega t_p - \theta_2 = \pi/2$$

$$t_p = \frac{\pi/2 + \theta_2}{\omega} \quad (2.7)$$

Comme le courant de saturation  $i_s$  est très faible et négligeable devant la valeur crête du courant d'appel, l'expression de celle-ci est alors :

$$I_p = A_2 e^{-(t_p - t_s)/\tau_2} + B_2 \quad (2.8)$$

- Application numérique :  $t_p = 10$  ms ;  $I_p = 1464$  A.

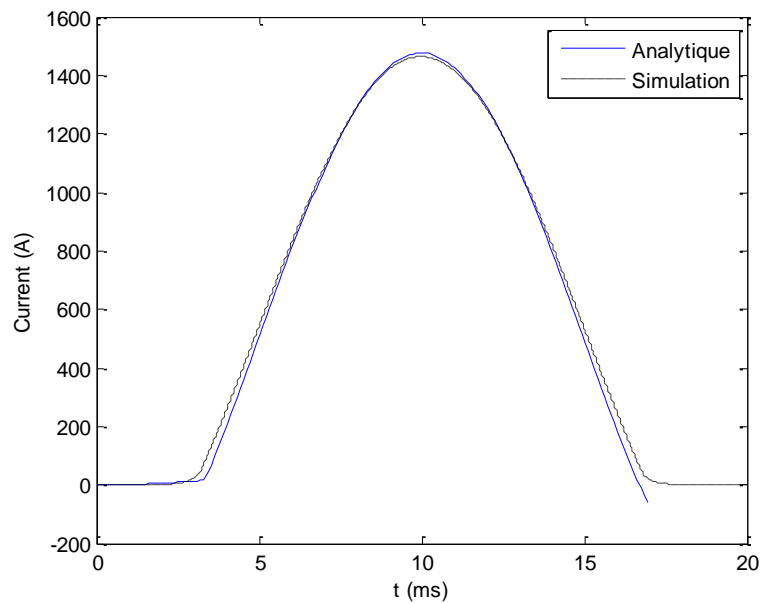


FIG. 2.3c Exemple du courant d'appel sur une phase (premier cycle) : analytique et simulation

## 2.2 Arrachement du faible courant magnétisant d'un transformateur à vide

L'enclenchement et le ré-enclenchement du transformateur de puissance correspondent à un fonctionnement en basse fréquence. Si on s'intéresse au flux rémanent, il est crucial de modéliser le déclenchement du transformateur. Or, la coupure du courant



donne lieu à des phénomènes à front plus rapide. D'après la classification CIGRE présentée en 2.1, le front rapide se situe dans la gamme de hautes fréquences, le modèle de transformateur à basse fréquence n'est plus suffisant. La construction d'un modèle intermédiaire entre basse et haute fréquences s'avère alors indispensable.

L'objectif ici est donc d'expliquer les phénomènes lors de la coupure du faible courant à vide d'un transformateur en régime établi et de proposer une solution d'amélioration du modèle de transformateur de base afin d'appliquer successivement la mise hors tension et la mise sous tension du transformateur sur un même modèle.

### 2.2.1 Généralités

Le courant magnétisant à vide d'un transformateur dépend du cycle d'hystérésis donc de la relation  $B(H)$  (la densité de flux en fonction du champ magnétique, voir le chapitre 1, le cycle d'hystérésis de la figure 1.4). Du fait de la non-linéarité de cette caractéristique, le courant magnétisant  $i_m(t)$  contient une proportion importante d'harmoniques (figure 2.4a).

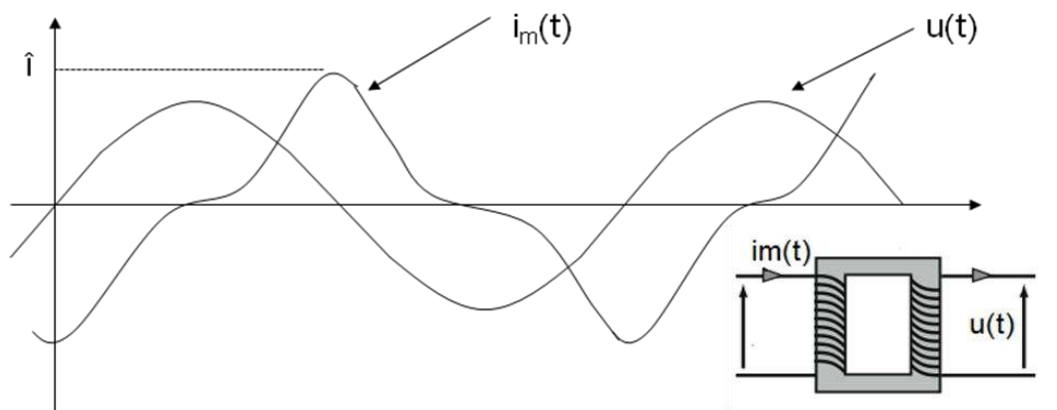


FIG. 2.4a. Relations typiques entre la tension  $u(t)$  et le courant  $i(t)$

On désigne par  $\hat{i}$  la valeur crête du courant et par  $I_{\text{eff}}$  la valeur efficace du courant. La relation  $B(H)$  et le rapport  $\hat{i}/I_{\text{eff}}$  dépendent essentiellement du type de circuit magnétique du transformateur. A l'heure actuelle, il existe principalement deux types de tôles pour le circuit magnétique des transformateurs : tôles d'acier laminé à froid à gain orienté (GO – Grain Oriented) pour les transformateurs modernes et tôles d'acier laminé à chaud (HRS – Hot Rolled Steel) pour les transformateurs plus anciens. La figure 2.4b montre deux courbes d'hystérésis typiques en courant continu respectivement pour les matériaux GO et HRS. L'abscisse des courbes représentant les courants magnétisants  $i_m(t)$  est donnée en pu. En général, pour une mise sous tension des transformateurs, la courbe d'hystérésis peut être représentée par une courbe de première aimantation de l'inductance non linéaire comme dans la figure 2.3b.

Le rapport  $\hat{i}/I_{\text{eff}}$  peut être de l'ordre de 2,0 à 2,5 pour un transformateur équipé d'un circuit magnétique en GO et dont la densité de flux maximale correspondant à la

tension nominale est comprise entre 1,5 et 1,9 Tesla. Dans un transformateur utilisant un circuit magnétique en HRS, le courant magnétisant est supérieur à celui d'un transformateur GO et le rapport  $\hat{i}/I_{\text{eff}}$  est inférieur à 2,0. La densité de flux est également plus faible, et se situe approximativement entre 1,3 et 1,5 Tesla.

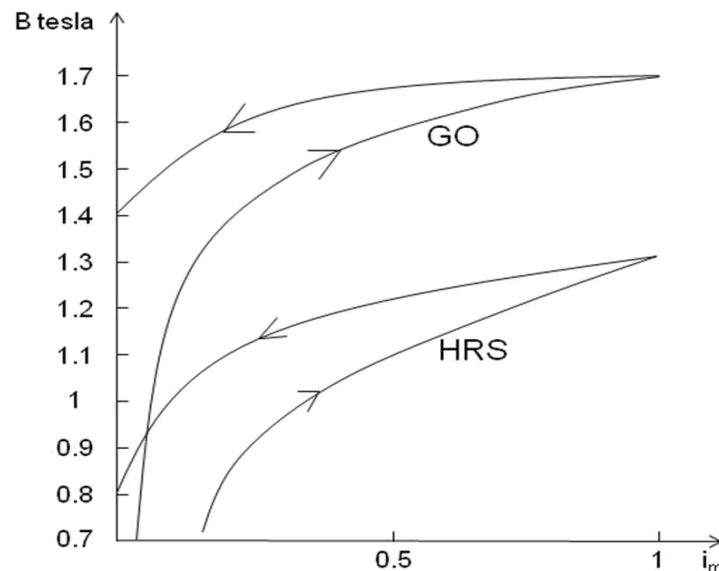


FIG. 2.4b Courbes d'hystérésis typiques en courant continu pour les matériaux GO et HRS (en pu)

Les caractéristiques  $B(H)$  ou  $B(i_m)$  réelles ne sont généralement pas disponibles. On mesure donc la valeur efficace du courant magnétisant, à partir duquel il est possible de calculer le courant instantané en fonction du flux instantané. En pratique, le couple flux-courant est souvent utilisé pour décrire le cycle d'hystérésis.

Il est utile d'analyser les pertes qui impliquent une influence sur la coupure des courants magnétisants. Ces pertes sont classées en deux catégories, soit  $f$  la fréquence de fonctionnement :

- pertes par hystérésis, proportionnelle à  $B^2 f$  ;
- pertes par courant de Foucault, proportionnelle à  $B^2 f^2$

Le phénomène le plus répandu concernant toute technique de coupure est celui de l'arrachement du courant. Il s'agit de l'interruption prématurée du courant alternatif avant son passage naturel par zéro. Ce phénomène concerne surtout les disjoncteurs. Le courant d'arrachement est donc défini comme le courant circulant immédiatement avant l'interruption.

Lors de l'arrachement du courant d'un transformateur à vide, le courant traversant l'enroulement du transformateur décroît alors jusqu'à zéro avec une vitesse de décroissance qui dépend de la capacité efficace parallèle du circuit [3]. La constante de temps d'un tel circuit, qui est proche d'un circuit RLC classique, est proportionnelle à la

valeur de capacité efficace du circuit du transformateur. Plus la capacité est grande, plus le temps de décroissance du courant vers zéro est important.

### 2.2.2 Capacités d'un transformateur

Des couplages capacitifs entrent en ligne de compte dans chaque phénomène survenant lors d'une coupure avec l'arrachement de courant. En cas de manœuvre de transformateur, on admet que la capacité équivalente totale du transformateur comprend trois composantes, voir figure 2.5 :

- $C_1$  correspond à la capacité de la traversée côté primaire majorée des capacités équivalentes à la terre représentant les enroulements.
- $C_2$  est la même valeur pour le côté secondaire.
- $C_{12}$  représente l'effet de tous les couplages capacitifs entre deux enroulements de la même phase.

Ces capacités sont déterminées par des mesures à basse fréquence ou par extraites de manuels ou encore d'autres publications indiquant des valeurs typiques [24].

En plus de la capacité globale du transformateur par phase, il existe encore des éléments de connexions situés entre les bornes du transformateur (jeux de barres, câbles, transformateurs de courant, isolateur de jeu de barres, etc.) qui présentent des capacités à la terre et/ou entre phases. La valeur totale de ces capacités peut être mesurée ou calculée. On peut généralement la représenter par une capacité constante  $C_x$  localisée à la terre, les capacités entre phases peuvent être considérées comme négligeables pour les extensions en triphasé.

Les capacités du transformateur sont montrées sur la figure 2.5 suivante :

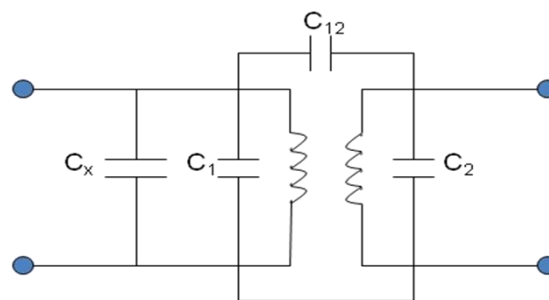


FIG. 2.5 Circuit équivalent simplifié représentant la capacité d'un transformateur lors de l'arrachement du courant

La capacité efficace du transformateur  $C_t$  peut être déterminée par l'équation:

$$C_t = C_x + C_1 + \left(\frac{N_2}{N_1}\right)^2 \cdot C_2 + \left(1 \pm \frac{N_2}{N_1}\right)^2 \cdot C_{12} \quad (2.9)$$

Où  $N_1$  et  $N_2$  représentent respectivement le nombre de spires des enroulements primaire et secondaire. Le signe du quatrième terme correspond aux tensions phase-terre venant en addition ou en soustraction de l'ensemble [24].

Pour les transformateurs de puissance, la valeur de cette capacité efficace est de l'ordre de quelques nanofarads [24]. En cas de coupure du transformateur à partir du côté alimentation, on peut généralement négliger les troisième et quatrième termes de l'équation pour le calcul de  $C_t$ . En revanche, en cas de coupure du côté charge, la composante résultant de la capacité du côté alimentation est considérable et le troisième terme doit être pris en considération, tandis que le quatrième peut souvent être négligé.

### 2.2.3 Rendement magnétique d'un transformateur

L'arrachement du courant magnétisant produit une libération d'énergie magnétique durant le changement de polarité entre l'instant de l'arrachement du courant et le passage par zéro du courant magnétisant. L'énergie libérée est proportionnelle à la surface  $P$  comme indiquée sur la figure 2.6a, dans l'hypothèse d'un arrachement du courant magnétisant  $i_m = i_{ch}$  (nous désignerons par  $B_{ch}$  la densité de flux d'arrachement et par  $i_{ch}$  le courant d'arrachement) et d'une oscillation de la fréquence propre voisine de la fréquence industrielle.

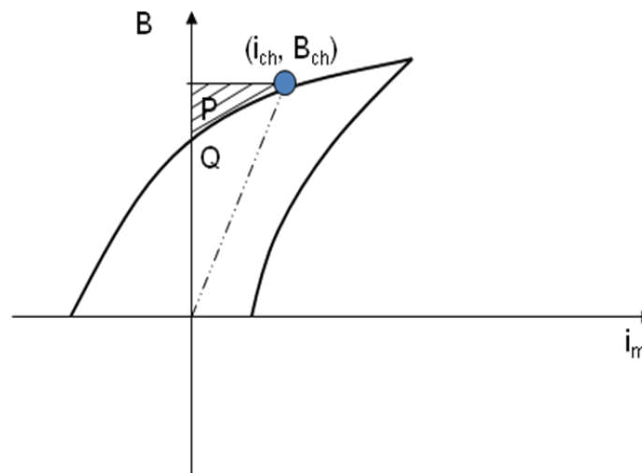


FIG. 2.6a Courbe d'hystérésis avec l'arrachement à  $i_m = i_{ch}$

Un arrachement survenant à la valeur de crête du courant  $\hat{i}$  en régime établi est illustré sur la figure 2.6b, on suppose que le retour à zéro du courant suit la courbe d'hystérésis à 50/60Hz. En exploitation, ce retour s'effectue selon une courbe (b) qui dépend de la vitesse de décroissance de la densité de flux (figure 2.6c). L'intersection de la courbe (b) avec l'axe vertical donne la valeur de la densité de flux rémanent, noté  $B_{rem}$ . L'énergie libérée est alors plus faible que dans le cas de la figure 2.6b, puisque dans tous les cas pratiques, la décroissance est plus rapide que 50/60Hz. Pour définir la valeur de  $B_{rem}$ , on raisonne à partir du rendement magnétique.

Nous pouvons maintenant définir « le rendement magnétique »  $\eta$  ( ou efficacité de la libération d'énergie magnétique » de la façon suivante:

$$\eta = \frac{W_b}{W_{id}} = \frac{\text{Circuit P}}{\text{Circuit ( P + Q )}} \quad (2.10)$$

Où,

$W_b$  est l'énergie magnétique s'échappant du transformateur lorsque celui-ci est démagnétisé à partir du point  $(i_{ch}, B_{ch})$  le long de la courbe d'excitation  $B(i_m)$  descendante.

$W_{id}$  est l'énergie magnétique emmagasinée dans une bobine d'inductance linéaire idéale possédant la même surface de circuit magnétique et le même nombre de spires, lorsque  $i_m = i_{ch}$  et  $B = B_{ch}$ .

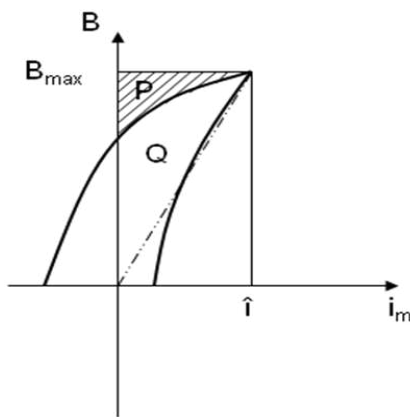


FIG. 2.6b. Arrachement à la valeur de crête du courant en régime établi. Retour à la fréquence industrielle

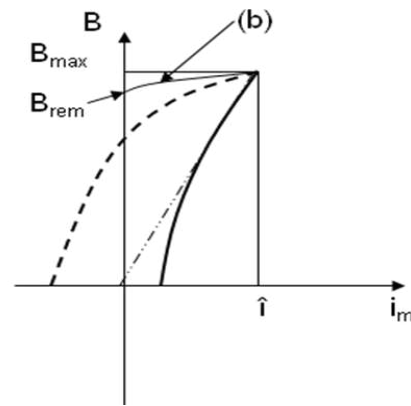


FIG. 2.6c. Arrachement à la valeur de crête du courant en régime établi. Retour selon une vitesse de décroissance supérieure à la vitesse de décroissance de la fréquence industrielle

$W_{id}$  est représenté par les surfaces  $P+Q$  de la figure 2.6a. En régime établi, le courant d'arrachement le plus élevé possible correspond à la valeur de crête du courant magnétisant  $\hat{i}$ . Donc, lors de la coupure de courant en régime établi :

$$i_{ch} \leq \hat{i} \quad (2.11)$$

Le rendement magnétique, selon les transformateurs modernes [3], est un peu moins de 0.1. Le rendement atteint son maximum lorsque l'arrachement se produit au maximum du courant magnétisant. Par une approximation géométrique, les surfaces  $W_{id}$  et  $W_b$  peuvent être calculées par les équations suivantes :

$$W_b \approx \text{moitié du triangle } (\hat{i}, B_{max}, B_{rem}) = \frac{1}{4} (B_{max} - B_{rem}) * \hat{i} \quad (2.12)$$

$$W_{id} = \frac{1}{2} B_{max} \hat{i} \quad (2.13)$$

Quand  $\eta = 0.1$ , nous retrouvons à partir des équations (2.10), (2.12) et (2.13) :

$$\frac{B_{\text{rem}}}{B_{\text{max}}} = 0.8 \quad (2.14)$$

Ce coefficient de 0.8 montre que quel que soit l'instant d'arrachement en régime établi, le flux rémanent varie entre -80% et +80% du flux maximal.

## 2.2.4 Coupure d'un courant en régime établi

Le courant magnétisant d'un transformateur à vide est généralement faible en régime établi. Pour la plupart des transformateurs de puissances modernes, il se situe entre 0.1% et 0.5% du courant nominal. La forme d'onde du courant n'est pas sinusoïdale et la valeur crête atteint normalement 2.5 fois la valeur rms (Root Mean Square, dite aussi valeur efficace) [3]. Le disjoncteur est capable d'arracher ce courant même à son maximum. La figure 2.7a montre la forme typique de flux et courant magnétisant dans ce cas. L'instant d'ouverture est à  $t_0$ . Le transformateur n'est pas démagnétisé mais le noyau du transformateur reste dans un état magnétique d'où vient la notion du flux rémanent. La valeur de celui-ci dépend de la courbe d'hystérésis du matériau magnétique, de l'instant de la mise hors tension et des conditions caractéristiques du réseau au même instant.

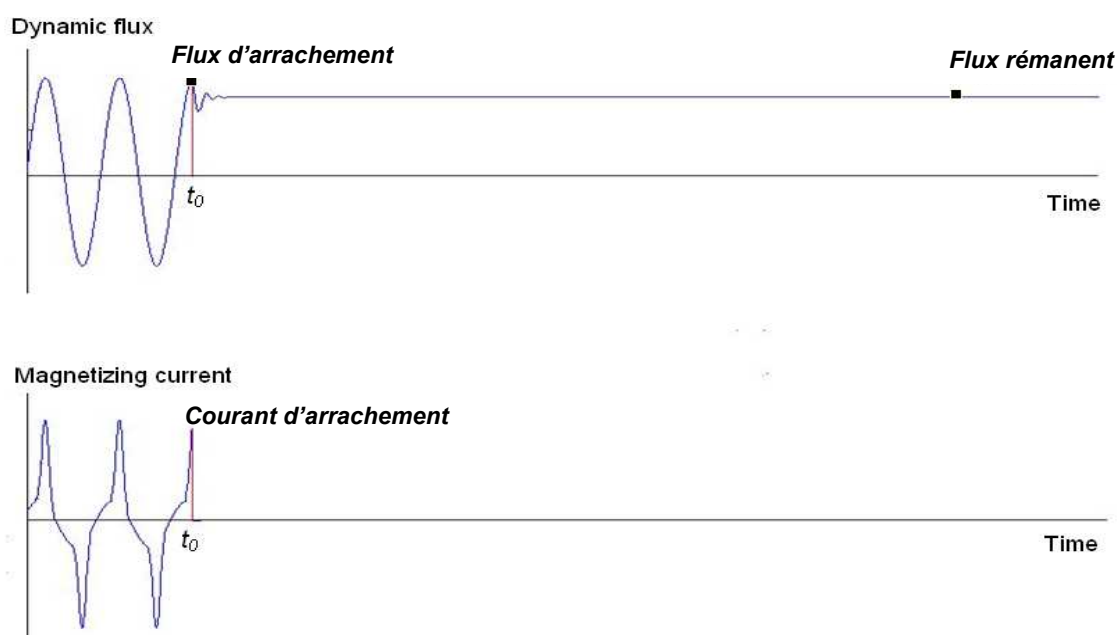


FIG. 2.7a Flux et courant à la mise hors tension

Il est généralement reconnu que le flux magnétique du noyau du transformateur est « gelé » lors de la mise hors tension et qu'il ne dérive pas à moins d'excitations extérieures. Un phénomène qui a déjà été rapporté dans la publication du WG. 13.07 est l'influence des condensateurs de répartition aux bornes des chambres du disjoncteur [3]. Ceux-ci, en combinaison avec les capacités parasites des barres d'alimentation et du transformateur, induisent une tension à la fréquence du réseau aux bornes du

transformateur après sa mise hors tension. Cette dernière réduit le flux rémanent, sans toutefois l'éliminer. La figure 2.7b représente le schéma équivalent d'un pôle de disjoncteur à chambre double qui est composé des capacités phase-terre  $C_2$ ,  $C_3$  et celles des répartitions  $C_1$ . D'après une étude d'un cas réel sur un transformateur de puissance de 170MVA 400kV/15.5kV manœuvré par des disjoncteurs de 400kV, où  $C_1=520\text{pF}$ ,  $C_2=55\text{pF}$ , et  $C_3=80\text{pF}$ , les flux rémanents après un passage transitoire de 1s sont compris entre  $-0.25\text{pu}$  et  $+0.25\text{pu}$  ( $1\text{pu}$  = flux maximal en régime établi) [45]. La réduction en termes de valeur limite de flux rémanent de  $0.8\text{pu}$  à  $0.25\text{pu}$  est principalement due à la capacité de répartition du disjoncteur. Plus cette capacité est grande, plus le flux rémanent réduit dans le temps. Si nous considérons que les capacités de répartition sont très petites même négligeables et que le ré-enclenchement se fait juste quelques centaines de millisecondes après le déclenchement, la forme du flux magnétique après l'ouverture du disjoncteur peut être considérée comme fixe.

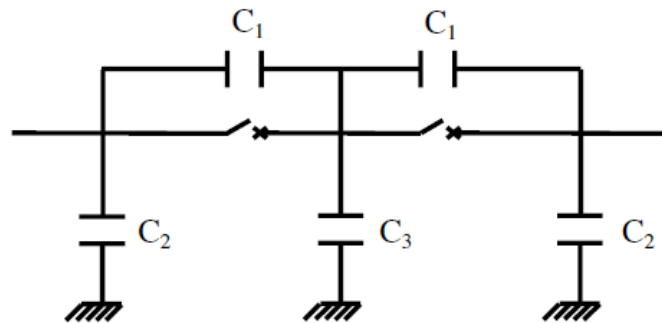


FIG. 2.7b Un pôle du disjoncteur

Durant l'arrachement, le courant dans l'enroulement du transformateur décroît vers zéro avec une vitesse dépendant de la capacité parallèle (cf. paragraphe 2.2.2). Pendant cette durée, le courant présente une composante apériodique et sinusoïdale avec une fréquence de quelques centaines de Hertz. L'augmentation en fréquence rend un retour plus rapide à zéro du courant magnétisant. Cette notion du cycle d'hystérésis à haute fréquence rejoint l'explication sur le rendement magnétique donnée au paragraphe 2.2.3. Lors de l'arrachement du courant magnétisant au maximum, le cycle d'hystérésis à haute fréquence est complété à partir de la courbe de retour (b) (figure 2.6c). Une autre explication du changement de la courbe du retour à zéro est donnée par la superposition d'une ellipse représentant le comportement linéaire de la perte du courant de Foucault avec le cycle d'hystérésis. Le paragraphe 2.3 fournit plus de détails.

### 2.2.5 Relation flux rémanent vs Courant d'arrachement

Dans notre cas d'étude, l'objectif est de retrouver le flux rémanent quel que soit l'instant d'ouverture, donc la maîtrise du cycle d'hystérésis complet à haute fréquence n'est pas obligatoire, il suffit de connaître la valeur finale de la courbe de retour quand le courant est nul. Nous définissons ainsi le coefficient  $K$  :

$$K = \frac{\text{flux r mant}}{\text{flux d'arrachement}} = \frac{\varphi_{\text{rem}}}{\varphi_{\text{ch}}} \quad (2.15)$$

Le flux d'arrachement est la valeur du flux instantané à l'instant de coupure. Nous retiendrons le coefficient  $K$  égal à 0.8 lors de l'arrachement du courant magnétisant à sa valeur crête pour des transformateurs de puissance (cf. paragraphe 2.2.3). Cependant, si l'arrachement a lieu quand  $i_{\text{ch}} < \hat{i}$ , ce qui se produit reste toujours inconnu. Une campagne d'essais est menée afin d'identifier la relation entre  $K$  et  $i_{\text{ch}}$ .

Les tests sont réalisés sur un transformateur dans le laboratoire du Département Energie    Supélec. Les caractéristiques du transformateur sont les suivantes :

- Puissance : 3.5kVA
- Tension : 240V/120V
- Couplage : monophasé
- Courant à vide : 28mA = 0.2%  $I_n$  (courant nominal)
- Courbe de magnétisation du transformateur : voir figure 2.8a.

Les flux et les courants sont représentés en pu dont  $1 \text{ pu} = \varphi_{\text{max}}$  pour le flux,  $1 \text{ pu} = \hat{i}$  pour le courant magnétisant. Suivant la norme BS 3938 de classe X [25], la notion de coude est défini ainsi : en glissant de l'origine vers la zone saturée sur la courbe de magnétisation flux-courant, le coude est le point à partir duquel une augmentation de courant magnétisant de 50% donne 10% de plus sur le flux. Avec ce transformateur, le courant de coude  $i_c$  est environ de 0.2pu.

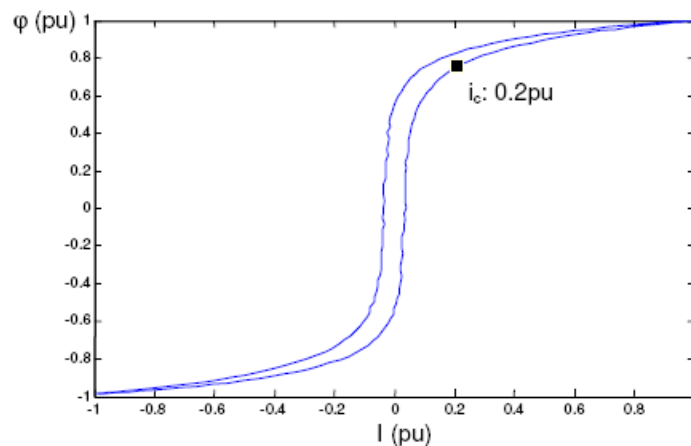


FIG. 2.8a Cycle d'hystérésis du transformateur Supélec

La mise hors tension du transformateur à vide est effectuée en régime établi selon le circuit illustré dans la figure 2.8b. Les valeurs de courant peuvent être obtenues directement par oscilloscope, tandis que les valeurs de flux magnétique doivent être



obtenues via l'intégration des valeurs de tension au secondaire du transformateur à vide. La mesure et le calcul de l'intégrale du signal de tension sur une courte fenêtre entourant l'instant de mise hors tension, permettent d'obtenir la valeur du flux d'arrachement à  $t_0$  et la valeur du flux rémanent qui est la valeur finale de l'intégrale. La figure 2.8c montre un cas réel de mesure. Toutes les données sont en pu.

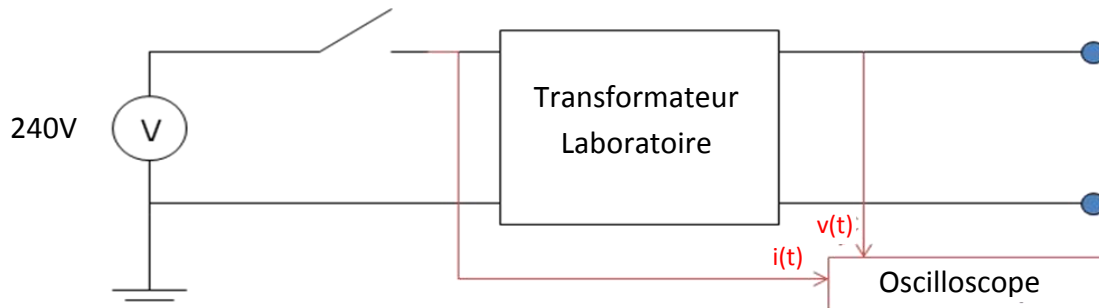


FIG.2.8b. Circuit électrique du transformateur du laboratoire pour les tests

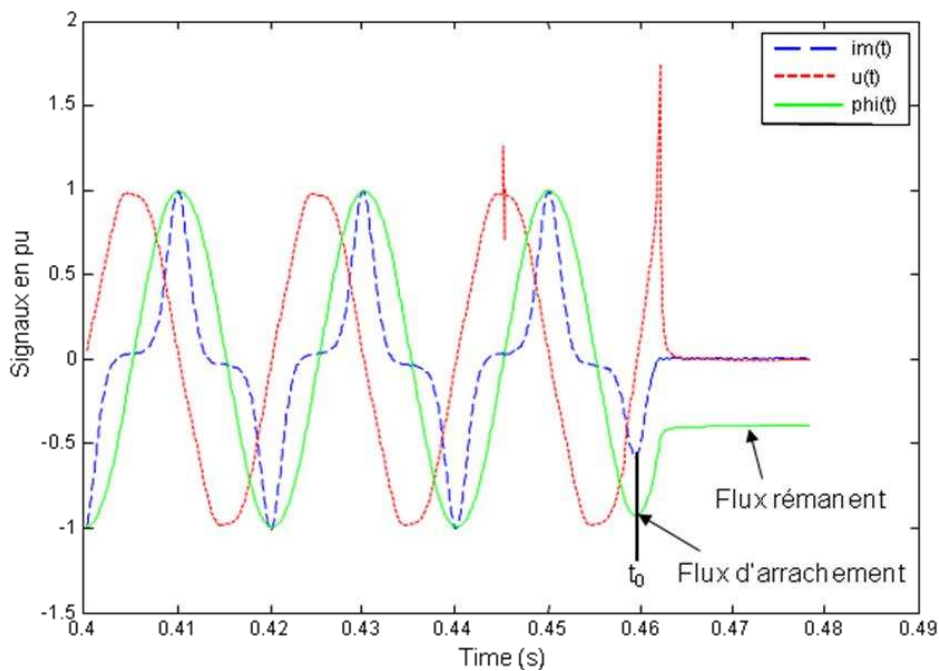
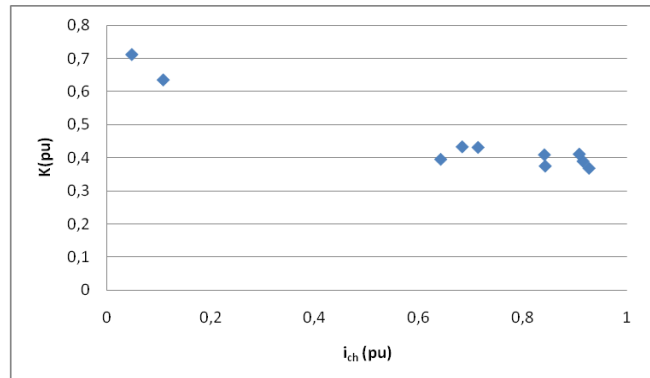


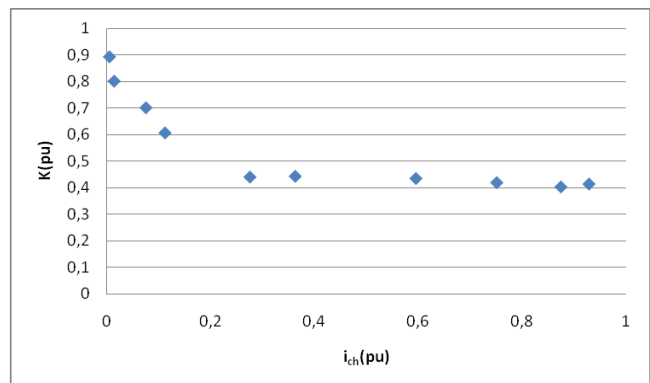
FIG.2.8c. Cas réel de mesure de courant, tension et le calcul de flux

Nous avons effectué 3 groupes de tests, chaque groupe est composé de 10 coupures de courant aléatoires en régime établi. Les courants d'arrachement et les coefficients  $K$  sont montrés avec la courbe des distributions ( $i_{ch}$  en abscisse et  $K$  en ordonné) dans les trois tableaux suivants :

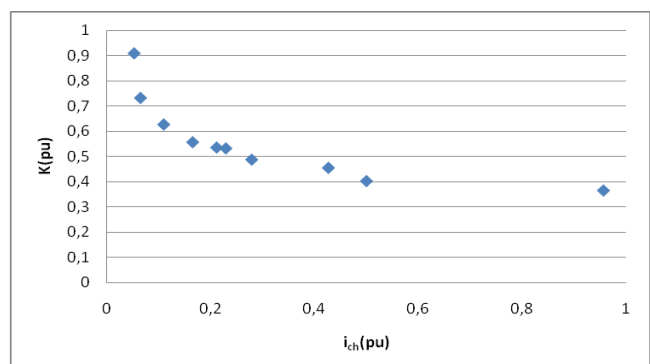
| TEST 1 | $i_{ch}$   | K      |
|--------|------------|--------|
| 1      | 0,71321429 | 0,4315 |
| 2      | 0,68271429 | 0,4332 |
| 3      | 0,91532143 | 0,3897 |
| 4      | 0,8425     | 0,3752 |
| 5      | 0,641375   | 0,3956 |
| 6      | 0,92689286 | 0,3687 |
| 7      | 0,10733929 | 0,6346 |
| 8      | 0,84096429 | 0,4094 |
| 9      | 0,90808929 | 0,4112 |
| 10     | 0,04698214 | 0,7109 |



| TEST 2 | $i_{ch}$   | K      |
|--------|------------|--------|
| 1      | 0,59526786 | 0,4358 |
| 2      | 0,00475    | 0,8938 |
| 3      | 0,75103571 | 0,4201 |
| 4      | 0,275375   | 0,4411 |
| 5      | 0,874625   | 0,4041 |
| 6      | 0,36271429 | 0,4439 |
| 7      | 0,07492857 | 0,702  |
| 8      | 0,92867857 | 0,4148 |
| 9      | 0,11182143 | 0,6073 |
| 10     | 0,01367857 | 0,802  |



| TEST 3 | $i_{ch}$   | K      |
|--------|------------|--------|
| 1      | 0,06410714 | 0,7318 |
| 2      | 0,27840357 | 0,4884 |
| 3      | 0,05191071 | 0,9079 |
| 4      | 0,16461786 | 0,5573 |
| 5      | 0,21076429 | 0,5362 |
| 6      | 0,42636429 | 0,456  |
| 7      | 0,22855    | 0,5328 |
| 8      | 0,10880714 | 0,6272 |
| 9      | 0,49960714 | 0,4037 |
| 10     | 0,95642857 | 0,3664 |



Nous pouvons remarquer qu'à partir de ces trois groupes de test, la distribution des points  $(i_{ch}, K)$  peut être approchée simplement par une courbe exponentielle:  $K$  décroît exponentiellement à partir de  $K_0$  quand  $i_{ch}$  augmente et tend vers une constante  $K_c$ .

L'équation est donc du type :

$$K = K_c + (K_0 - K_c) \cdot e^{-i_{ch}/\tau} \quad (2.16)$$

Pour déterminer les coefficients de l'équation (2.16), nous rassemblons les 30 tests, le résultat est montré sur la figure 2.8d.

Les points ronds représentent la distribution de  $K$  en fonction de la valeur  $i_{ch}$  variant entre 0 et 1. Une équation approximative est ainsi:

$$K = 0.4 + 0.6e^{-i_{ch}/0.12} \quad (2.17)$$

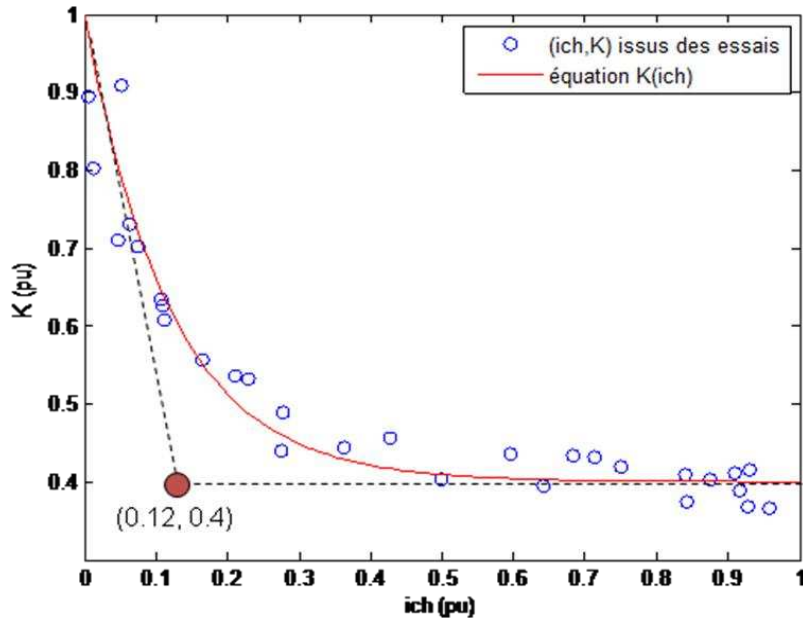


FIG. 2.8d Les 30 points  $(i_{ch}, K)$  issus des essais de coupure et la relation exponentielle  $K(i_{ch})$

Où la constante de temps est :

$$\tau = 0.12 = 0.2(1 - 0.4) = i_c(1 - K_c) \quad (2.18)$$

La courbe de l'équation (2.17) est illustrée aussi sur la figure 2.8d.

A partir des équations (2.16) et (2.18), il vient une équation plus générale:

$$K = K_c + (K_0 - K_c) e^{-i_{ch}/i_c(K_0 - K_c)} \quad (2.19)$$

Où,

$K_0$ : valeur de  $K$  quand  $i_{ch}=0$ , or si on coupe au zéro de courant, il n'y a pas d'arrachement, le flux instantané à  $t_0$  est égal au flux rémanent, donc  $K_0=1$ ;

$K_c$ : valeur de  $K$  quand  $i_{ch}$  tend vers l'infini, mais on peut considérer que  $K_c=K$  si  $i_{ch}$  est égal à son maximum, c'est-à-dire  $i_{ch}=\hat{i}$ ;

$i_c$ : courant de coude;

Le coefficient  $K_c$  identifié par les tests sur le transformateur du laboratoire est moins élevé que le coefficient  $K_c$  des transformateurs de puissance qui est égal à 0.8 (cf. paragraphe 2.2.3). Ceci peut être expliqué par la différence de dimension du noyau entre les transformateurs. Un grand transformateur peut stocker plus d'énergie après la mise hors tension, donc plus de rémanence.

Avec  $K_c=0.8$ , l'équation (2.19) devient :

$$K = 0.8 + 0.2e^{-i_{ch}/0.2i_c} \quad (2.20)$$

L'équation (2.20) sera utilisée pour calculer le courant d'une source de courant continu simulant le flux rémanent pendant la mise hors tension du transformateur de puissance que nous présentons un peu plus loin (paragraphe 2.4.2).

## 2.3 Modélisation d'un cycle d'hystérésis

### 2.3.1 Décomposition des pertes

Les pertes par cycle dans le fer du transformateur peuvent être décomposées en deux catégories : pertes dépendantes de la fréquence comme pertes par hystérésis et pertes fonctions de la fréquence au carré comme les pertes par courants de Foucault.

A partir de la décomposition des pertes, on considère que le courant magnétisant  $i_m$  est formé de trois composantes:

- $i_L$  = composante inductive linéaire ou non linéaire du cycle d'hystérésis qui n'entraîne pas de pertes ;
- $i_{Rh}$  = partie résultant du phénomène d'hystérésis dans la composante résistive ;
- $i_{Rf}$  = partie résultant du phénomène de courant de Foucault.

En prenant l'hypothèse de l'inductance avec une courbe de magnétisation linéaire, comme  $i_L+i_{Rh}=i_H$  (courant total dans le cycle d'hystérésis), nous obtenons le cycle

d'hystérésis comme indiqué sur la figure 2.9a. La relation du flux en fonction du courant  $i_{Rh}$  est obtenue par :

$$\varphi = \int u \cdot dt = \int R_h \cdot i_{Rh} dt = R_h \int i_{Rh} dt \quad (2.21)$$

Comme  $R_h$  est une constante représentant la résistance résultant du phénomène d'hystérésis,  $\varphi(i_{Rh})$  est une simple ellipse.

Généralement, les valeurs de  $i_m$  et de flux instantanés sont mesurables, il est donc plus cohérent dans la pratique de définir un cycle d'hystérésis total (voir la figure 2.9b) en superposant une ellipse représentant les pertes par courant de Foucault sur le cycle  $\varphi(i_H)$  de la figure 2.9a avec  $i_m = i_{Rf} + i_H$ . A 50/60Hz, les deux sortes de pertes représentent chacune moitié des pertes totales [24]. Pour  $i_m = 0$ , nous retrouvons le flux rémanent  $\varphi_{rem}$ .

Revenons au cas de l'arrachement. Comme expliqué dans le paragraphe 2.2, il y a une augmentation importante de la fréquence à la coupure, les pertes par courants de Foucault sont proportionnelles au carré de la fréquence tandis que les pertes par hystérésis sont proportionnelles à la fréquence. Les ellipses deviennent plus « larges » avec l'augmentation de la fréquence. Il est évident que la surface de l'ellipse représentant les pertes par courant de Foucault varie beaucoup plus vite que l'ellipse représentant les pertes du cycle d'hystérésis. La figure 2.9c montre un exemple de cette nouvelle superposition. Le flux à  $i_m = 0$  sur la courbe descendante se trouve plus haut que le flux rémanent à 50/60Hz sur l'axe vertical. Nous retrouvons le résultat du paragraphe 2.2.3.

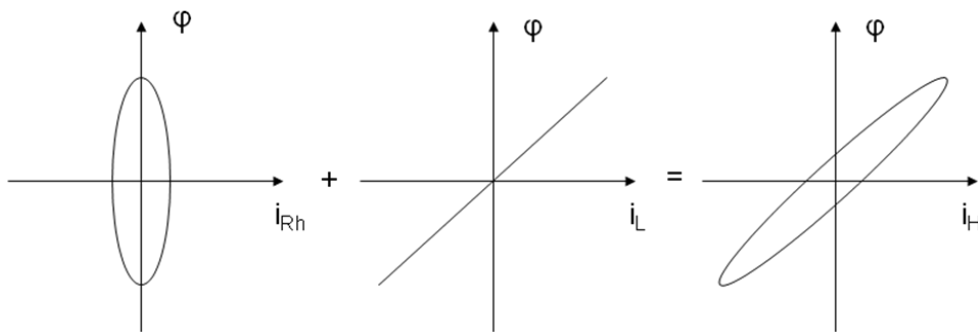


FIG. 2.9a. Calcul du cycle d'hystérésis

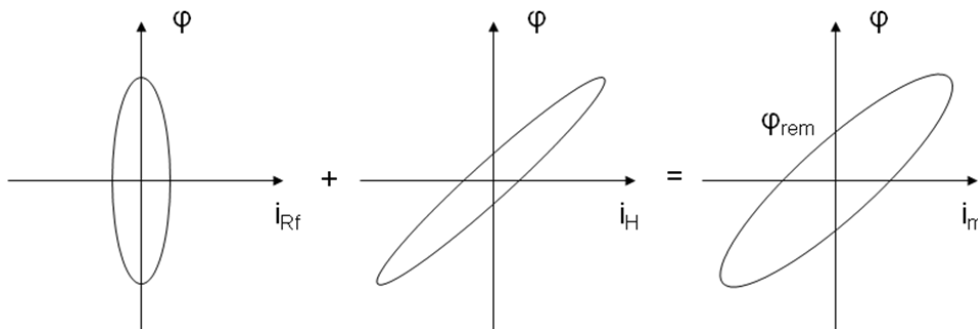


FIG. 2.9b Calcul du cycle d'hystérésis « total »

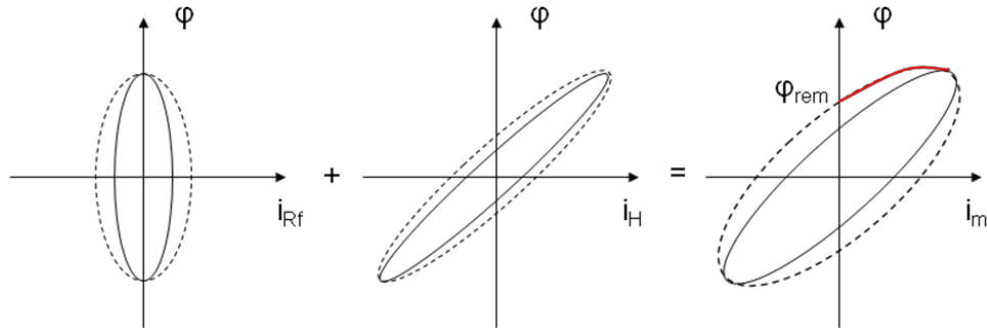


FIG. 2.9c Calcul du cycle d'hystérésis « total » avec l'augmentation de la fréquence

*Exemple de calcul du cycle d'hystérésis à 50Hz d'un transformateur de puissance réel (cf. les caractéristiques du transformateur au chapitre 4 paragraphe 4.3.1) selon la méthode décrite au paragraphe 2.3.1:*

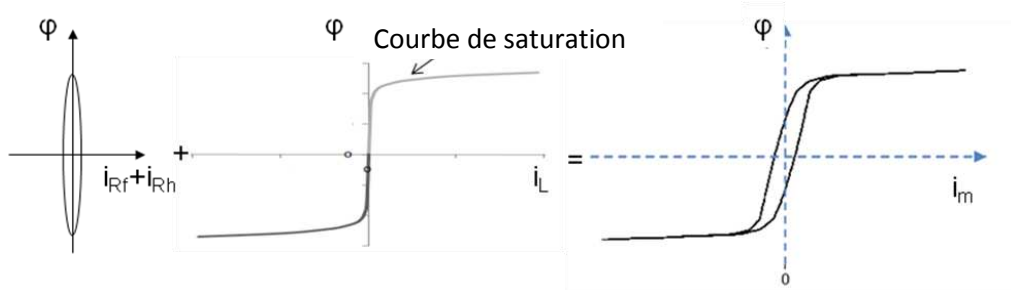


FIG. 2.9d. Calcul d'un cycle d'hystérésis réel

### 2.3.2 Circuit équivalent du cycle d'hystérésis

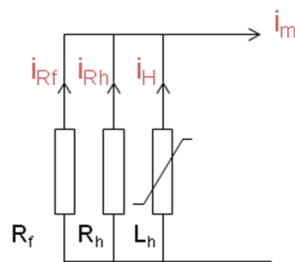


FIG. 2.10 Modèle équivalent du cycle d'hystérésis

Le modèle utilisé est constitué du montage en parallèle d'une inductance non linéaire  $L_h$ , d'une résistance représentant les pertes par cycle d'hystérésis  $R_h$  et d'une résistance représentant les pertes par courant de Foucault  $R_f$  (voir la figure 2.10). La courbe de saturation de l'inductance non linéaire peut être obtenue à partir du cahier des charges fourni par le constructeur ou la courbe de la première aimantation. Les résistances sont calculées à partir des pertes totales à vide à 50/60Hz afin de permettre un fonctionnement correct en régime établi. Nous n'avons pas à modifier ces valeurs à la coupure du courant magnétisant car le régime transitoire causé par l'arrachement est très court (quelques millisecondes) et le seul effet qui persiste après la coupure de courant est

le flux rémanent, on peut négliger le changement de  $R_h$  et  $R_f$  à haute fréquence. Ce segment remplace les deux branches  $R_m$  et  $L_m$  dans le circuit du transformateur de base de la figure 2.3a du paragraphe 2.1.2.

## 2.4 Réalisation du circuit du transformateur sous EMTP-RV

Le simulateur de réseaux EMTP (Electromagnetic Transient Program) est utilisé pour la simulation des phénomènes électromagnétiques, électromécaniques et les régimes transitoires des circuits électriques associés à des systèmes de contrôle/commande. EMTP permet de calculer des régimes transitoires dans les réseaux électriques, à partir d'une description de ce réseau et des événements affectant son fonctionnement. Il aide dans la phase de conception des réseaux pour la spécification et le dimensionnement des équipements, des appareillages électriques, le choix des systèmes de protections et des systèmes de contrôle commande. Nous utilisons la dernière version EMTP-RV pour les conceptions et les validations.

Or, pour modéliser le comportement de l'hystérésis, il existe déjà un réacteur à hystérésis sous EMTP-RV. Il s'agit d'un cycle d'hystérésis stable à fréquence fixe. C'est-à-dire quel que soit l'instant d'ouverture du disjoncteur donc le point de départ, la courbe de retour suit toujours la trajectoire du cycle à 50/60Hz. Néanmoins, ce modèle n'est pas performant pour des cycles mineurs ni pour les cycles dynamiques à fréquence variable. Sachant que les cycles mineurs sont des cycles symétriques par rapport à l'origine, tracés à partir d'un point quelconque de la courbe de première aimantation, situé avant la saturation. Lorsque la saturation est atteinte, cycle limite est obtenu, qui est désigné sous le nom de cycle majeur. Dans le cadre de ce présent travail, le cycle d'hystérésis désigne le cycle majeur de son aimantation. On se trouve donc face à la nécessité d'utiliser le modèle équivalent présenté au paragraphe 2.3.

### 2.4.1 Modèle global du transformateur monophasé

Avec le modèle d'hystérésis présenté au paragraphe 2.3 et en ajoutant la capacité efficace (cf. paragraphe 2.2.2), nous obtenons le modèle global du transformateur à partir du modèle de base de la figure 2.3 comme montré sur la figure 2.11 :

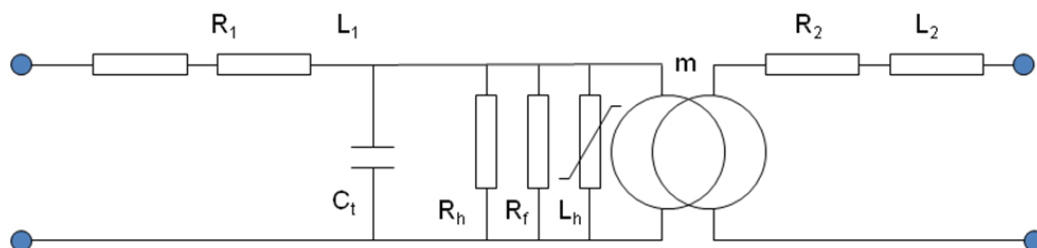


FIG. 2.11. Modèle du transformateur monophasé

## 2.4.2 Contraintes logiciel avec solutions proposées

EMTP permet d'introduire la valeur du flux initial comme le flux rémanent dans l'inductance de magnétisation du circuit de la figure 2.11 pour faire des études d'enclenchement du transformateur. Mais, si on veut étudier le cas de ré-enclenchement, cette solution n'est plus adéquate. En effet, avec la présence d'une inductance non linéaire parallèle dans le circuit sous EMTP, une fois le circuit est mis hors tension, le courant devient nul, le flux aux bornes de cette inductance revient à zéro suivant la courbe de saturation, le flux rémanent ainsi disparaît. Il est nécessaire d'ajouter un composant dans le circuit pour corriger cette erreur de simulation et se rapprocher alors de la réalité.

La simulation en régime établi permet de connaître la valeur du flux instantané et la valeur du courant instantané à tout instant même à l'instant de l'arrachement. Avec l'équation (2.20) obtenue dans le paragraphe 2.2.5, on peut calculer le coefficient  $K$  et donc la valeur du flux rémanent  $\varphi_{rem}$ . Pour reproduire  $\varphi_{rem}$  dans l'inductance non linéaire après la mise hors tension, notre idée est d'insérer une source de courant continu qui intervient uniquement pendant toute la durée de la mise hors tension. Cette source de courant continu, qui n'intervient pas en régime établi, va permettre de fixer le niveau de flux rémanent à  $\varphi_{rem}$  pendant toute la durée de la mise hors tension. Pour retrouver l'amplitude du courant à injecter dans la source, on se positionne sur la courbe de saturation du noyau du transformateur. En résumé, avec l'instant de la mise hors tension  $t_0$ , si on désigne par  $I_0$  l'amplitude de la source de courant continu,  $f$  la fonction de la courbe de saturation du transformateur, nous avons :

$$I_0 = f^{-1}(\varphi_{rem}) = f^{-1}(K \cdot \varphi_{ch}) \quad (2.22)$$

$I_0$  doit être calculé pour chaque instant  $t_0$ .

Le modèle du transformateur étant complet (figure 2.12a), on ajoute des interrupteurs entre le transformateur et la source ou le réseau pour représenter le disjoncteur. Le modèle du disjoncteur sera discuté au chapitre 4.

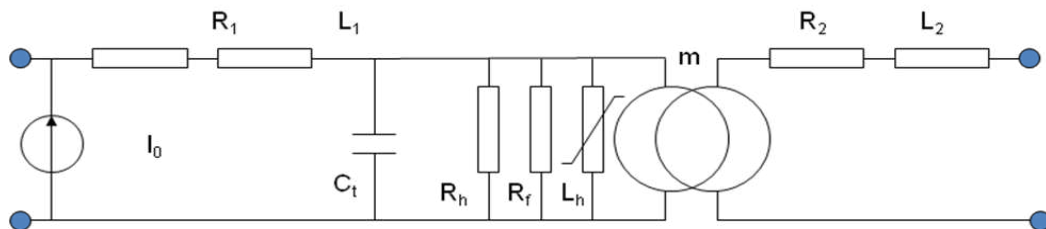


FIG. 2.12a. Modèle du transformateur monophasé pour EMTP lors de la mise hors tension

Il a été présenté dans le paragraphe 2.2.4 qu'après le déclenchement du transformateur, il existe toujours une tension à la fréquence du réseau aux bornes de celui-ci si le condensateur de répartition du disjoncteur est pris en considération. Cette tension entraîne une oscillation de flux. Ici, en simplifiant le schéma équivalent du



disjoncteur de la figure 2.7b, nous ajoutons en plus une capacité de répartition en parallèle avec les interrupteurs et une capacité parasite en parallèle avec le transformateur. Les valeurs de ces deux composants sont très petites afin de simuler une faible oscillation du flux autour du flux rémanent sans le réduire (voir la figure 2.12b). Elles permettent aussi d'éviter le processus de décharge (cf. Annexes A4).

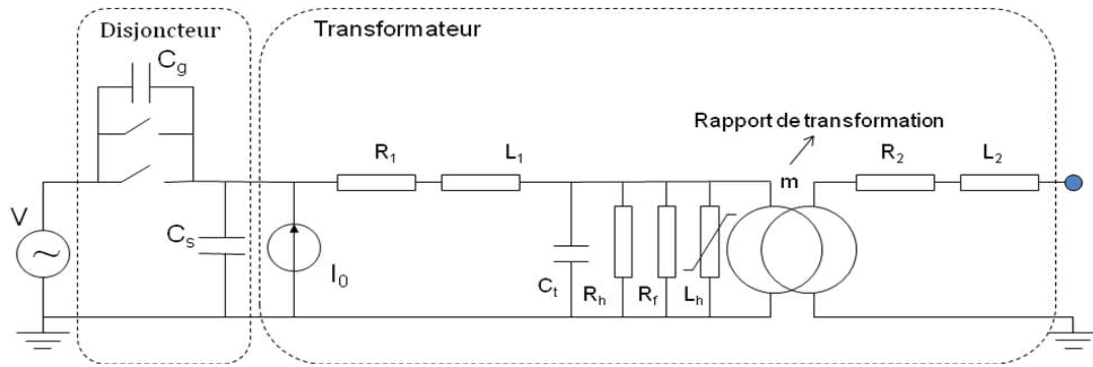


FIG. 2.12b. Schéma équivalent du circuit électrique pour la simulation EMTP de la mise hors/sous tension du transformateur de puissance monophasé à vide

Où

$V$  : source de tension alternative représentant le réseau;

$C_g$  et  $C_s$  : capacité de répartition et capacité parasite du disjoncteur ;

$I_0$  : source de courant continu permettant de simuler le flux rémanent pendant toute la période de la mise hors tension ;

$R_1$  et  $R_2$  : résistance d'enroulement au primaire et au secondaire ;

$L_1$  et  $L_2$  : inductance de fuite au primaire et au secondaire ;

$C_t$  : capacité efficace du transformateur ;

$R_h$  et  $R_f$  : résistances représentant les pertes par cycle d'hystérésis et les pertes par courant de Foucault à 50/60Hz ;

$L_h$  : inductance non linéaire correspondant à la courbe de saturation du transformateur.

## 2.5 Extensions au transformateur triphasé

Dans les réseaux électriques triphasés, l'utilisation de trois transformateurs monophasés, un par phase est parfaitement envisageable, par exemple, dans des centrales nucléaires. En pratique, l'utilisation de transformateurs triphasés (un seul appareil regroupe les trois phases) est courante, elle permet la conception de transformateurs bien moins coûteuse, avec en particulier des économies au niveau du circuit magnétique.

### 2.5.1 Couplages d'enroulements des transformateurs triphasés

Pour un transformateur triphasé, rappelons les trois types de couplage d'enroulement :

- Le couplage étoile, défini par la lettre Y ;
- Le couplage triangle, défini par la lettre D ou  $\Delta$  ;
- Le couplage zig-zag, défini par la lettre Z.

Un couplage triangle est utilisé au primaire d'un transformateur abaisseur de tension pour la distribution électrique HTA-BT (Moyenne Tension-Basse Tension). Il est très utilisé dans la distribution de l'électricité. Par exemple, les transformateurs de groupe HTA-HTB (Moyenne Tension-Haute Tension) sont de type  $Dy_g$  (neutre à la terre).

Un couplage étoile permet d'avoir accès à deux tensions différentes : la tension entre phases (400 Volts en Europe) et la tension phase neutre (230 Volts en Europe). Il est très utilisé dans le transport de l'électricité. Il est souvent monté au secondaire des transformateurs de distribution, permettant ainsi de raccorder le neutre à la terre au niveau du transformateur et de fournir des abonnements monophasés aux riverains. Un transformateur de poste source HTB-HTA (Haute Tension-Moyenne Tension) est souvent du type  $Yy_g$ . Le type  $Yd$  est aussi possible pour un poste source.

Les transformateurs avec un couplage zig-zag étaient autrefois utilisés pour équilibrer le courant entre les trois phases au primaire d'un transformateur de distribution quand toute la consommation électrique d'un quartier était concentrée sur une ou deux phases.

Les études des transformateurs de puissance prennent généralement en considération le couplage étoile - étoile (Y-Y), le couplage étoile – triangle (Y-  $\Delta$ ) et le couplage triangle – triangle ( $\Delta - \Delta$ ).

### 2.5.2 Formes des noyaux des transformateurs triphasés et le couplage entre phases

La conception du noyau du transformateur est complexe. En général, elle peut être résumée en trois catégories principales comme dans la figure 2.13.

Dans les ensembles de trois appareils monophasés, chaque phase a son propre circuit magnétique. La spécificité des transformateurs triphasés est que tous les enroulements partagent un même circuit magnétique. Le fait de partager un circuit magnétique unique implique que dans les transformateurs triphasés, des interactions magnétiques entre phases sont possibles. En effet, tout ou partie du flux magnétique induit par une phase peut circuler dans les enroulements des autres phases.

Pour les transformateurs avec un noyau sous forme de (a) de la figure 2.13, il n'existe pas de couplage magnétique entre phases car il y a trois circuits magnétiques séparés. Alors pour les deux autres formes, ce couplage magnétique entre phases fait que le comportement des transformateurs triphasés peut être très différent de celui des ensembles de trois pôles monophasés.

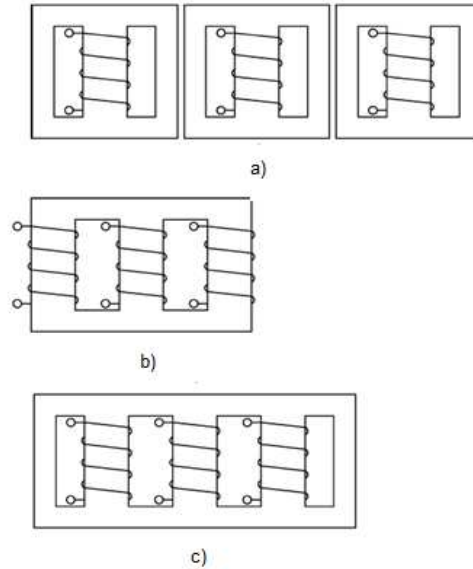


FIG. 2.13 - a) noyau triplex, - b) noyau à trois colonnes, - c) noyau à cinq colonnes

Parmi les configurations (b) et (c) de la figure 2.13, il faut cependant distinguer deux types de circuits magnétiques : à flux forcé et à flux libre. Un transformateur est à flux forcé quand le flux circulant dans une colonne bobinée ne peut se fermer que par une autre colonne bobinée ou dans l'air en mode homopolaire, c'est le cas (b). Inversement, un transformateur est à flux libre quand le flux circulant dans une colonne bobinée peut se fermer par des colonnes non bobinées, c'est le cas (c).

Dans le transformateur à flux libre, comme le flux magnétique peut se fermer dans les colonnes non bobinées, l'effet du couplage magnétique se trouve amoindri et le comportement est proche de celui d'un banc de trois appareils monophasés [18].

### 2.5.3 Modélisation des transformateurs triphasés à flux libres ou avec enroulement en triangle

Il peut être démontré qu'en régime direct équilibré, le couplage magnétique entre phase n'intervient pas, c'est-à-dire dans ce régime, les transformateurs triphasés ont le même comportement que les ensembles de trois pôles monophasés [21-23]. En revanche, il est aussi démontré qu'en régime homopolaire, le comportement est très différent car, du fait du couplage, le flux devra se fermer par l'extérieur du circuit magnétique.

Or, si un transformateur triphasé a un de ses enroulements en triangle, cet enroulement constitue un court-circuit pour le régime homopolaire. Par conséquent, la

caractéristique homopolaire du transformateur donnée par son circuit magnétique entre phases est en quelque sorte annulée, substituée par celle qu'impose l'enroulement en triangle [21-23].

Sans présence de défaut, la plupart des transformateurs de puissance triphasés peuvent se simplifier en un banc de trois transformateurs monophasés. La seule configuration ambiguë est le transformateur étoile-étoile à trois colonnes que nous traiterons plus spécifiquement au paragraphe 2.5.4. Dans le cas où l'on a à modéliser un bloc triphasé constitué de trois pôles monophasés, il suffit de modéliser chacun des trois transformateurs monophasés généralement identiques puis de connecter leurs terminaux extérieurs selon le couplage électrique des enroulements et le régime de neutre (isolé, avec impédance, à la terre).

Le simulateur de réseaux EMTP offre déjà en pré-codés des transformateurs triphasés à plusieurs enroulements, par exemple pour un transformateur du type Yg $\Delta$  (g signifie neutre à la terre), à partir de la modélisation des transformateurs monophasés, nous obtenons le circuit ci-dessous :

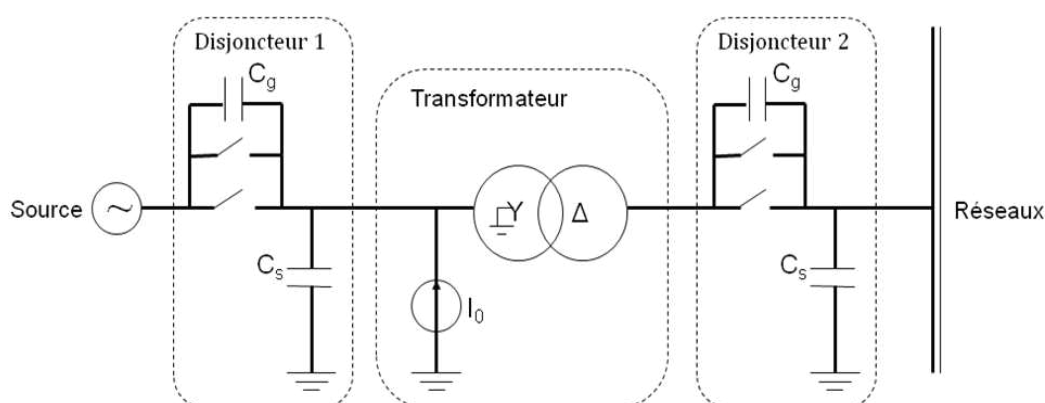


FIG. 2.14 Circuit électrique du transformateur de puissance triphasé Yg $\Delta$  pour les simulations EMTP de la mise hors/sous tension

La source étant en triphasé, les lignes en gras signifie les connexions triphasées, le module Yg $\Delta$  contient un bloc de trois éléments monophasés couplés en étoile – triangle avec neutre à la terre où chaque élément contient un circuit de la figure 2.11. Ce transformateur de puissance est implanté entre la source et les réseaux de distribution. L'existence de deux disjoncteurs comme indiqué sur la figure 2.14 est courante à l'heure actuelle mais dans les anciennes installations, il n'existe que le disjoncteur 2 entre le transformateur et les réseaux.

#### 2.5.4 Cas spécial du transformateur à flux forcés étoile-étoile – Modèle BCTRAN

Le modèle BCTRAN permet de tenir compte du couplage entre phases grâce à sa modélisation par une matrice de résistances et par une matrice d'inductances représentant les enroulements et leurs couplages magnétiques.

Dans EMTP, le module BCTRAN calcule cette matrice à partir des caractéristiques directes et homopolaires du transformateur. Donc pour des transformateurs à flux forcé avec le couplage étoile-étoile, la modélisation nécessite des données en régime direct et en régime homopolaire. Si les données en régime homopolaire ne sont pas fournies par le constructeur, il faudra faire des hypothèses en considérant le type de circuit magnétique de l'appareil. Pour ces situations, la documentation du module BCTRAN propose des rapports entre les résultats en régime directe et homopolaire [20].

Une fois cette matrice calculée, il suffit ensuite d'introduire les résultats fournis par BCTRAN dans un élément « RL coupled multiphase » [20], puis l'insérer dans le circuit électrique. Cet élément étant linéaire, il faudra par la suite introduire trois inductances non linéaires, une par phase, et les placer aux bornes de l'élément « RL coupled multiphase ».

Ainsi, par exemple, pour un transformateur Yyn à trois colonnes avec impédance de neutre du secondaire, nous obtenons le circuit électrique de la figure 2.15. Les couples  $(L_{ha}, I_{0a})$ ,  $(L_{hb}, I_{0b})$  et  $(L_{hc}, I_{0c})$  signifient respectivement l'inductance magnétique non linéaire et la source de courant continu (cf. paragraphe 2.4.2) pour les phases A, B et C.

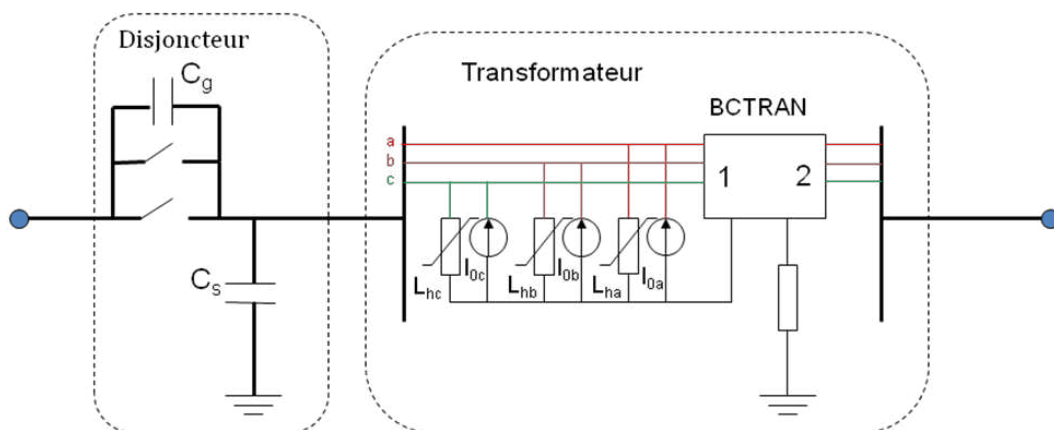


FIG. 2.15 Transformateur de puissance triphasé Yyg à trois colonnes pour les simulations EMTP de la mise hors/sous tension avec le disjoncteur

### 2.5.5 Influence du couplage entre phases/magnétique sur les flux rémanents dans les colonnes du transformateur

Pour un transformateur à trois bancs monophasés avec un couplage étoile-étoile, l'effet couplage ne joue pas sur les formes de flux. On peut considérer qu'il s'agit de trois transformateurs monophasés indépendants. Le flux rémanent dans chaque phase dépend de son propre instant de la mise hors tension. Il suffit de calculer séparément l'instant de manœuvre pour chaque phase.

Pour un transformateur triphasé avec le couplage, les flux rémanents des trois phases sont très liés entre eux. Soient  $\vec{\varphi}_A, \vec{\varphi}_B, \vec{\varphi}_C$  les flux dynamiques dans les 3 phases, il existe la relation ci-dessous :

$$\vec{\varphi}_A + \vec{\varphi}_B + \vec{\varphi}_C = 0 \quad (2.23)$$

On considère deux types de mise hors tension : tripolaire synchronisé ou unipolaire avec retard entre les phases.

- Dans le premier cas où le transformateur est mis hors tension en même temps pour les trois phases, les valeurs de flux rémanent sont réparties entre -80% et +80% du flux de crête du transformateur. La somme de trois flux rémanent s'annule. La figure 2.16a montre un exemple de l'ouverture synchronisée.

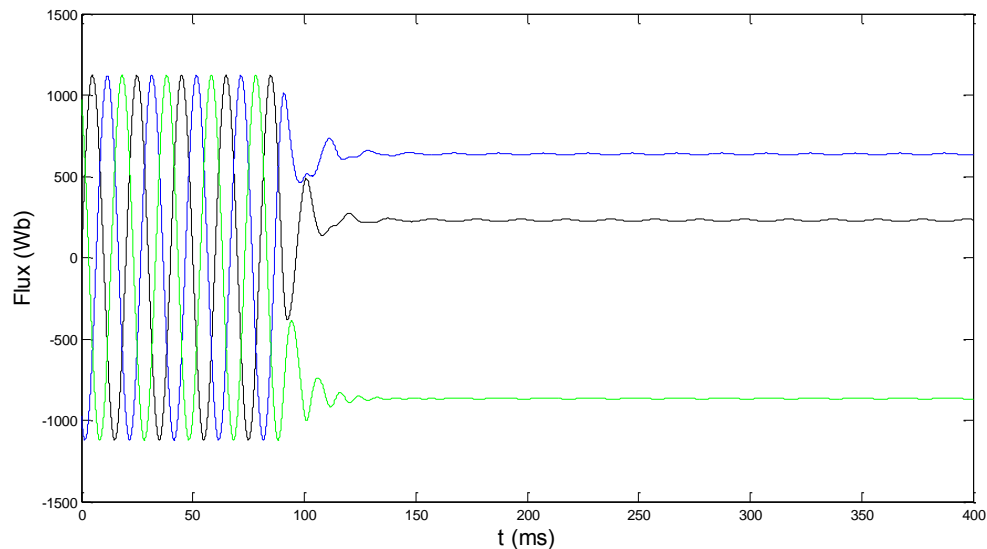


FIG. 2.16a. Flux rémanent pour une ouverture synchronisée

- Dans le second cas où chaque phase de transformateur est mise hors tension l'une après l'autre, l'effet du couplage est bien mis en jeu. Pour une seule phase ouverte, la source continue à alimenter cette phase via les deux autres phases connectées grâce au couplage. Sur le plan des flux, il ne se passe rien pour une première phase ouverte. Quand une deuxième phase est ouverte par la suite, il ne reste qu'une seule phase alimentée directement, soit la phase A. Après une courte durée transitoire, avec la relation (2.23),  $\vec{\varphi}_A = -(\vec{\varphi}_B + \vec{\varphi}_C)$ , la somme du flux dans la phase B et la phase C tend à osciller en opposition de phase avec la phase C avec la même amplitude. La phase B et la phase C sont

identiques par symétrie, nous avons donc  $\vec{\varphi}_B = \vec{\varphi}_C = -\frac{1}{2}\vec{\varphi}_A$ . L'ouverture de la dernière phase A entraîne la mise hors tension totale du transformateur, les flux rémanents dans les deux premières phases ouvertes sont presque identiques si la troisième ouverture se passe avec un retard suffisant après la deuxième ouverture, c'est-à-dire quand les flux dans les phases B et C sont stabilisés. La figure 2.16b montre un exemple de l'ouverture avec retard de phases.

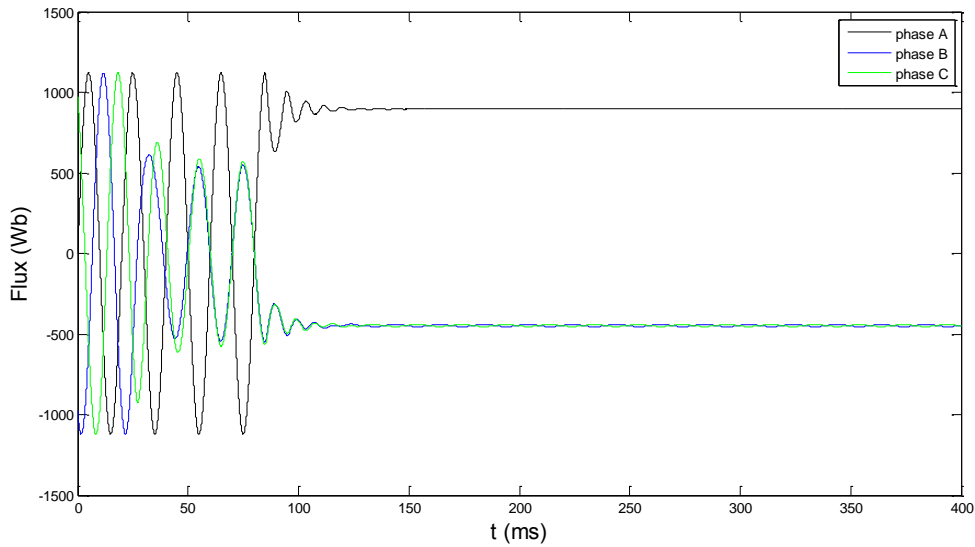


FIG. 2.16b. Flux rémanent pour une ouverture retardée

## Conclusion

Ce chapitre décrit la modélisation d'un circuit général du transformateur-disjoncteur pour la simulation des phénomènes transitoires liés aux manœuvres du disjoncteur notamment l'arrachement du courant et l'apparition du courant d'appel. Les caractéristiques du couplage entre phases ainsi que des propriétés des matériaux magnétiques du transformateur comme le cycle d'hystérésis, le couplage magnétique de noyau sont tous pris en considération.

Ensuite, le modèle du transformateur YgΔ à vide a été choisi pour simuler des scénarios de l'ouverture et de la refermeture du disjoncteur afin de visualiser les comportements des flux vis-à-vis des manœuvres synchronisées ou par phase. Ceci permet de définir finement, phase par phase, l'algorithme de manœuvre contrôlée d'un transformateur triphasé.

## Chapitre 3 :

Décharges capacitives du transformateur de puissance et techniques de manœuvres associées



## Introduction

Ce chapitre étudie les phénomènes du déclenchement du transformateur de puissance en fonction des paramètres capacitifs du réseau provenant essentiellement de la ligne de transport (ou liaison par câble) entre le disjoncteur et le transformateur manœuvré.

Après une modélisation de la ligne, nous allons analyser les variations du flux rémanent ainsi les niveaux de décharges pendant la durée de mise hors tension du transformateur. L'effet d'une capacité faible au primaire diffère significativement de celui d'une capacité importante ; nous proposons ainsi pour chaque configuration, différentes stratégies de manœuvres contrôlées pour le ré-enclenchement. Dans le cas d'une décharge capacitive importante du transformateur, la stratégie de la manœuvre contrôlée nécessite une estimation suffisamment précise de la fréquence dominante. Nous nous sommes ainsi intéressés à l'approche basée sur un modèle de prédiction linéaire (modèle de Prony).

### 3.1 Modèle équivalent de la ligne

L'application de manœuvres du transformateur par des lignes génère des régimes transitoires relativement complexes. Selon les longueurs de lignes et les types de manœuvres, les formes de tensions générées et de flux peuvent être très différentes.

Pour la modélisation, la ligne est supposée triphasée et équilibrée. Un tronçon de ligne est inséré entre le disjoncteur et le transformateur du modèle construit au chapitre précédent (figure 2.14) comme indiqué par la figure 3.1.

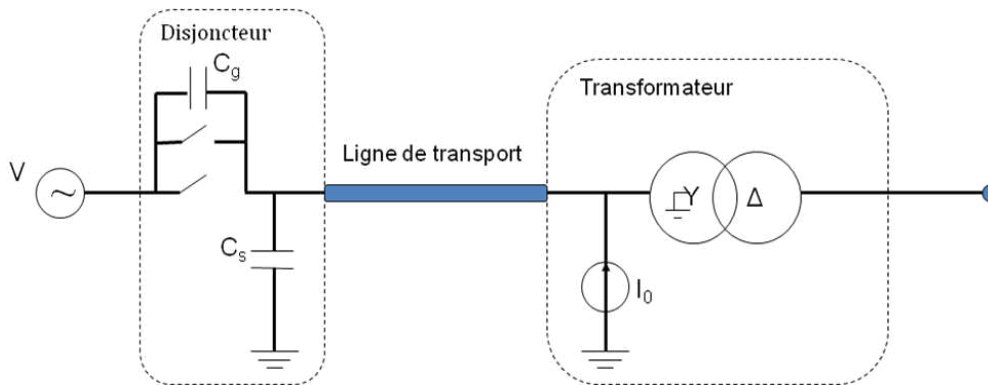


FIG. 3.1 Schéma du réseau avec la ligne de transport

Le modèle est simple mais représentatif de la ligne, on le retrouve dans de nombreuses littératures [26-29], c'est celui d'un quadripôle (représentation en  $\pi$  ou en T). Les paramètres (résistifs, inductifs et capacitifs) sont définis à partir des paramètres linéiques de la ligne considérée (figure 3.2). Les impédances et admittances propres (phase-terre)  $Z_p$ ,  $Y_p$  et mutuelles  $Z_m$ ,  $Y_m$  (entre phases) du modèle en T-équivalent sont définies à partir des inductances et capacités linéiques selon les relations :

$$\begin{aligned}
Z_p &= \omega x l_p \left[ \frac{\tanh(j\omega x \sqrt{l_p c_p}/2)}{j\omega x \sqrt{l_p c_p}/2} \right], Y_p = \omega x c_p \left[ \frac{\sinh(j\omega x \sqrt{l_p c_p})}{j\omega x \sqrt{l_p c_p}} \right] \\
Z_m &= \omega x l_m \left[ \frac{\tanh(j\omega x \sqrt{l_m c_m}/2)}{j\omega x \sqrt{l_m c_m}/2} \right], Y_m = \omega x c_m \left[ \frac{\sinh(j\omega x \sqrt{l_m c_m})}{j\omega x \sqrt{l_m c_m}} \right]
\end{aligned} \tag{3.1}$$

où  $x$  est la longueur de la ligne,  $l_m, c_m$  sont respectivement l'inductance et la capacité propres et  $l_p, c_p$  l'inductance et la capacité mutuelles, définies par unité de longueur.

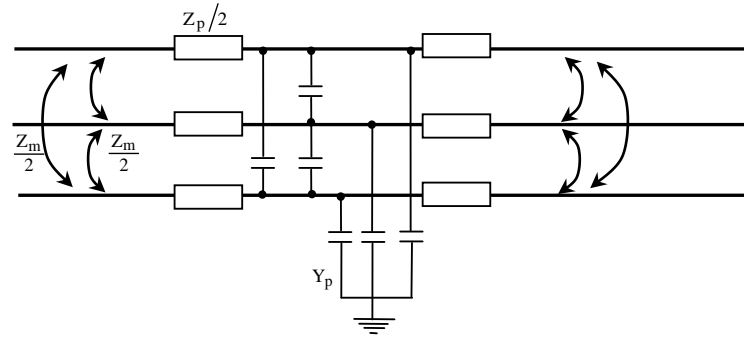


FIG. 3.2 Schéma du circuit en T-équivalent de la ligne

Dans le cas de lignes de longueurs inférieures à 600km, il est possible d'approximer ces expressions par un développement de Taylor limité à l'ordre 2. Les capacités, résistances et inductances équivalentes peuvent être déterminées à la fréquence nominale du réseau, car elles sont quasi-constantes dans le domaine de fréquence des phénomènes étudiés.

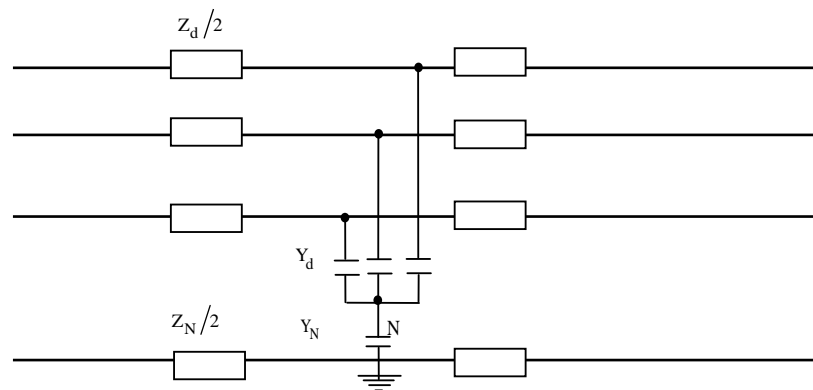


FIG. 3.3 Schéma triphasé découplé avec le neutre N

Les couplages mutuels indiqués sur la figure 3.2 peuvent être supprimés par l'introduction d'un point neutre fictif N sous la forme de la figure 3.3. Les

paramètres  $Z_p$ ,  $Y_p$  et  $Z_m$ ,  $Y_m$  sont alors remplacés par les grandeurs dites directes  $Z_d$ ,  $Y_d$  et neutre-terre  $Z_N$ ,  $Y_N$  :

$$\begin{aligned} Z_d &= Z_p - Z_m, \quad Y_d = Y_p - Y_m \\ Z_N &= (Z_0 - Z_d)/3, \quad Y_N = 3Y_0 Y_d / (Y_d - Y_0) \end{aligned} \quad (3.2)$$

Où  $Z_0 = Z_p + 2Z_m$ ,  $Y_0 = Y_p + 2Y_m$  sont dits paramètres homopolaires.

On admet que, par la suite, les caractéristiques de la ligne de transport sont :

- Paramètres linéiques de la séquence homopolaire :
- $r_0 = 0.075 \Omega/\text{km}$ ,  $l_0 = 2.864 \text{mH}/\text{km}$ ,  $c_0 = 6 \text{nF}/\text{km}$
- Paramètres linéiques de la séquence directe :
- $r_d = 0.025 \Omega/\text{km}$ ,  $l_d = 0.954 \text{mH}/\text{km}$ ,  $c_d = 14 \text{nF}/\text{km}$

Les paramètres résistifs et inductifs de la ligne n'ont pas beaucoup d'effet sur la forme de flux puisqu'en général, la distance entre le transformateur et le disjoncteur de la même sous station reste faible. Cependant, la capacité parallèle de la ligne, qui s'ajoute avec la capacité parasite du disjoncteur et éventuellement d'autres capacités provenant des transformateurs de mesure, peut avoir un effet prépondérant sur l'état magnétique du transformateur de puissance. La somme de ces valeurs comme une capacité équivalente du réseau est nommée  $C_p$  dans ce chapitre.

## 3.2 Phénomènes de décharges capacitatives

Les figures 3.4a-c montrent les formes de flux du transformateur à la mise hors tension lors que les valeurs de  $C_p$  sont respectivement de 10nF, 100nF et 1000nF.

Pour des valeurs faibles de  $C_p$  (Figure 3.4a), les oscillations amorties du flux rémanent à la fréquence du réseau sont dues à la tension couplée par ces capacités aux bornes du transformateur après sa mise hors tension. Elles créent une série de micro-hystérésis qui converge vers un point comme indiqué par la figure 3.5. Ce point représente donc le flux rémanent. Dans cette configuration, l'effet de la capacité de ligne combinée avec la capacité de répartition du disjoncteur n'a pas beaucoup d'influence, il suffit d'attendre que le flux rémanent se stabilise pour refermer le disjoncteur quand le flux dynamique généré par la source est égal à celui-ci.

Quand la valeur de  $C_p$  atteint l'ordre de 100nF, par exemple la ligne de transport entre le disjoncteur et le transformateur devient longue ou un transformateur capacitif de tension avec une capacité à l'entrée importante est branché au primaire, le comportement du flux pendant la mise hors tension devient très différent comme indiqué par les figures 3.4b-c. C'est le phénomène de résonance. La valeur crête de flux pendant cette période peut dépasser celle du régime établi. Or, un transformateur de puissance est généralement conçu pour fonctionner en régime établi avec un flux maximal légèrement en dessous du seuil de saturation selon sa courbe de « flux vs. courant ». L'inductance de magnétisation est donc non linéaire et engendre un phénomène oscillatoire amorti avec une fréquence « dominante » qui est liée à la valeur de l'inductance et à celle de la capacité parallèle  $C_p$ . Il s'agit du processus de décharge décrit dans Annexes A4 en faisant référence à la forme de flux de la figure A4.3c (partie de la courbe avant le ré-enclenchement).

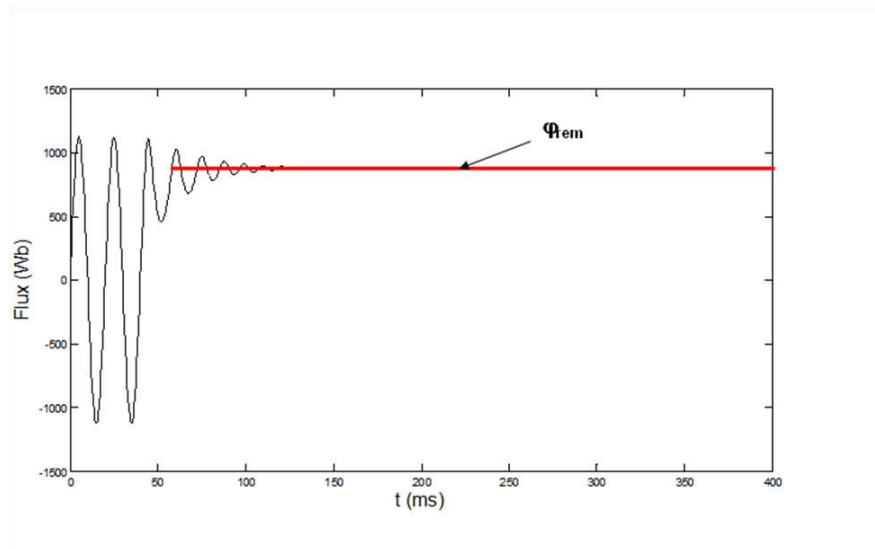


FIG. 3.4a Flux sur une phase d'un transformateur mis hors tension à  $C_p = 10\text{nF}$

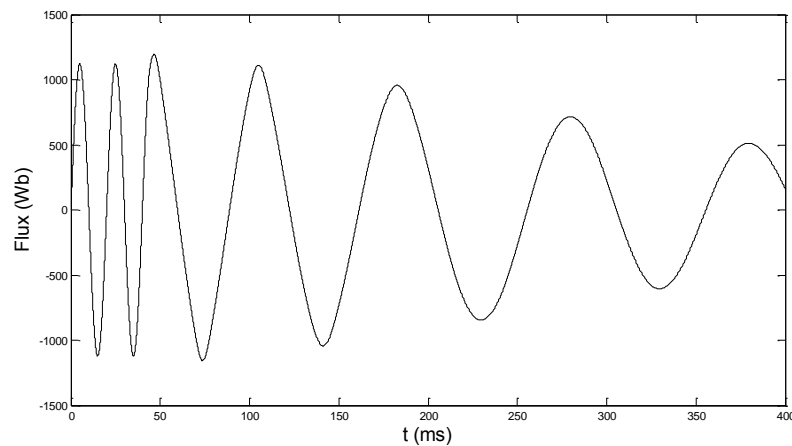


FIG. 3.4b Déclenchement du transformateur à  $C_p = 100\text{nF}$

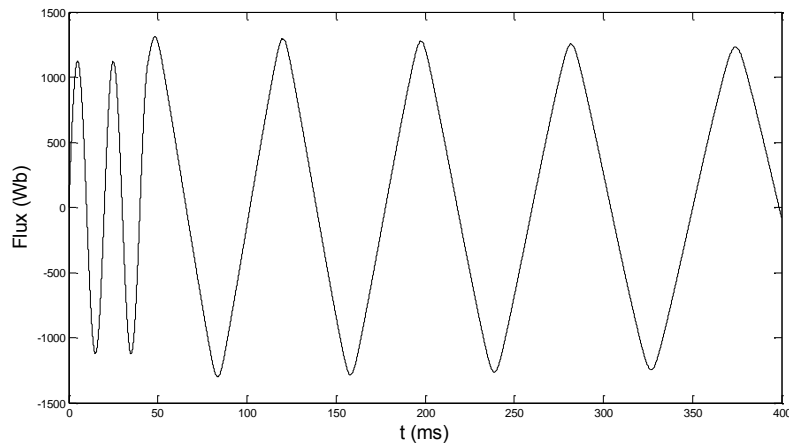


FIG. 3.4c Déclenchement du transformateur à  $C_p=1000\text{nF}$

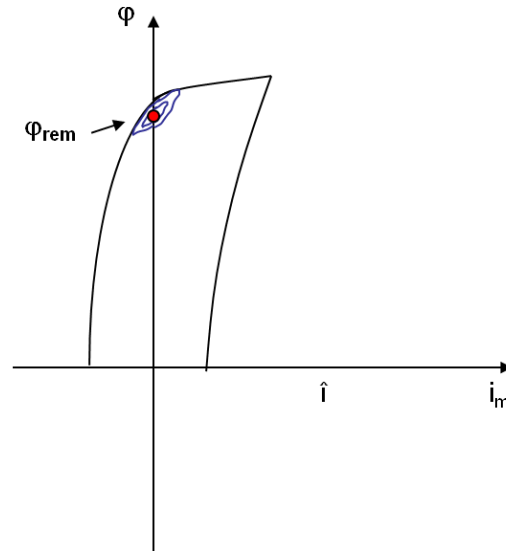


FIG. 3.5 Courbe de micro-hystérésis produite par les capacités de ligne et de disjoncteur

La fréquence dominante (typiquement entre 20Hz et 50Hz) peut être estimée par la relation :

$$f_s \approx \frac{1}{2\pi\sqrt{(L_h + L_d/2)C_d}} \quad (3.3)$$

Où les paramètres  $C_d$  et  $L_d$  sont la capacité et l'inductance directes à l'entrée du transformateur correspondantes à l'admittance  $Y_d$  et à l'impédance  $Z_d$ . L'inductance  $L_h$  est l'inductance de magnétisation du transformateur.

### 3.3 Stratégie de manœuvres associée au processus de décharge

La présence d'une capacité importante parallèle au transformateur décharge celui-ci lors de sa mise hors tension. En théorie, il est possible d'attendre la démagnétisation totale du transformateur pour faire un ré-enclenchement sans flux rémanent. Or, la durée de la mise hors tension est souvent limitée par la commande de refermeture à quelques centaines de millisecondes, on retrouve la situation similaire aux manœuvres contrôlées de lignes [30].

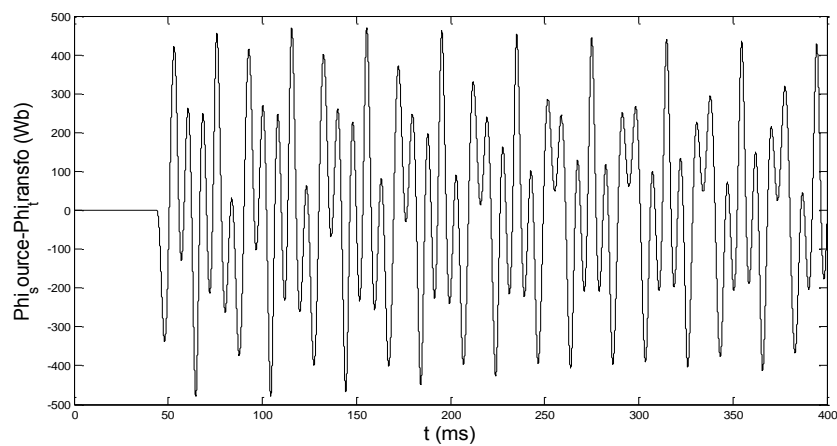


FIG. 3.6a Variations de flux aux bornes du disjoncteur lors de l'ouverture en présence de ligne

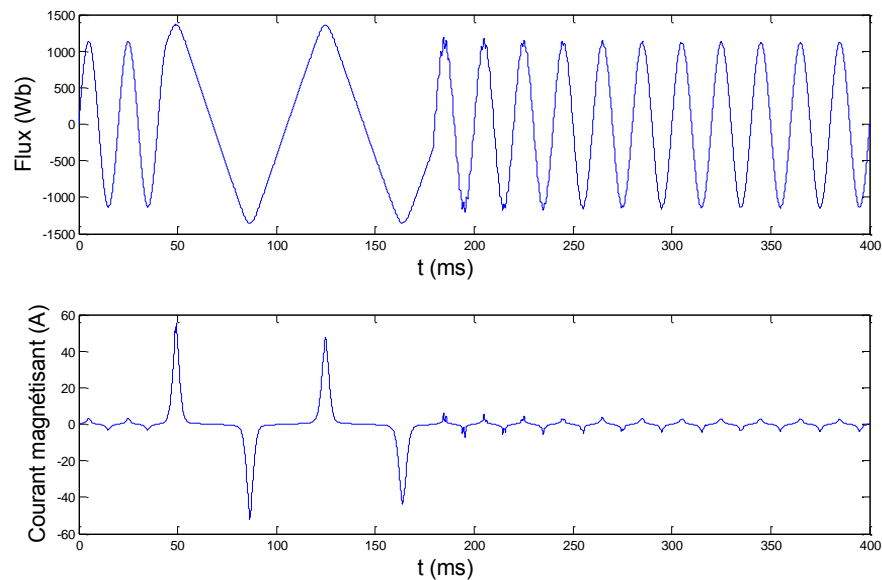


FIG. 3.6b La refermeture du disjoncteur au zéro des battements : courbes du flux et de courant

Dans le cas d'une ligne compensée shunt, équipée d'un transformateur inductif ou capacitif de tension, la différence de fréquences des deux tensions : côté ligne et côté source du disjoncteur, entraîne un phénomène de battements. L'évolution temporelle de la tension aux bornes du disjoncteur est celle d'un signal modulé en amplitude et les instants optimaux de manœuvre pour éviter les surtensions de lignes sont les zéros aux battements minimaux. Dans notre cas, nous pouvons faire le même raisonnement sur les flux. Le flux généré côté source oscille avec la fréquence industrielle (50/60Hz) et le flux du transformateur pendant sa mise hors tension oscille avec la fréquence dominante. La différence de ces deux signaux correspondant aux variations de flux aux bornes du disjoncteur (figure 3.6a) après l'instant d'ouverture crée elle-même un phénomène de battements. Les zéros des battements minimaux de celle-ci font partie des instants où le flux dynamique généré par la source est égal au flux du transformateur : ce sont les instants optimaux de refermeture recherchés pour éviter les courants d'appel (figure 3.6b). L'équation (1.5) peut donc être appliquée.

### 3.4 Méthode basée sur le modèle de Prony

Il est montré au paragraphe 3.3 que la manœuvre contrôlée du transformateur de puissance via une ligne longue utilise la même équation que celle de la ligne compensée pour calculer l'instant optimal. Rappelons que, dans le cas d'une ligne compensée, les contraintes imposées sont de garantir une estimation suffisamment précise de la fréquence dominante en un temps relativement court. Dans [30], différentes approches ont été explorées :

- une approche paramétrique basée sur le modèle de Prony,
- une approche basée sur l'analyse temps-fréquence utilisant la transformée en ondelettes,
- une approche paramétrique adaptative basée sur le filtrage de Kalman.

A la suite de nombreux tests effectués sur des signaux simulés, il a été montré dans cette thèse que la méthode basée sur le modèle de Prony est particulièrement adaptée à l'estimation de paramètres de signaux constitués de sinusoides amorties. Elle présente une qualité indéniable en termes de précision pour l'estimation des fréquences. Cependant dans [30], le traitement du signal concerne les signaux de tension. Dans le cadre de ce présent travail, les signaux traités représentent les flux. Mais le comportement de ces signaux est similaire à celui des signaux de tension et la nécessité de définir la fréquence dominante dans les deux cas d'application nous conduit à la possibilité d'utiliser la même technique d'estimation. Par ailleurs, dans le cadre de notre application, les signaux mesurés sont en général entachés de bruits qui sont difficiles à filtrer. Or, il a été montré que cette technique d'estimation est robuste vis-à-vis des bruits. Nous utilisons donc aussi cette méthode dans notre application.

### 3.4.1 Modèle de Prony généralisé

Dans le cas de signaux sinusoïdaux exponentiellement amortis ou non amortis, le modèle dit modèle de Prony généralisé, à modes  $W_i$  et amplitudes  $\beta_i$  complexes peut être utilisé. Soit  $N$  le nombre d'échantillons, le signal  $y(k)$  formulé sous la forme d'une somme pondérée de 'p' exponentielles complexes,

$$y(k) = \sum_{i=1}^p \beta_i W_i^k \quad (3.4)$$

reflète les échantillons réels de 1 à  $N$

$$y(k) = \sum_{i=1}^M A_i e^{\alpha_i k T_s} \cos(2\pi f_i k T_s + \varphi_i) \quad (3.5)$$

si l'on associe aux 'p' paramètres complexes  $\beta_i$ ,  $W_i$ , les 'M' paramètres réels amplitudes  $A_i$ , amortissements  $\alpha_i$ , fréquences  $f_i$  et phases initiales  $\varphi_i$  (dits paramètres de Prony), avec  $M=p/2$  et

$$W_m = e^{(\alpha_i + j2\pi f_i) T_s}, \quad \beta_m = \frac{A_i}{2} e^{+j\varphi_i}, \quad \text{si } m=2i-1$$

$$W_m = e^{(\alpha_i - j2\pi f_i) T_s}, \quad \beta_m = \frac{A_i}{2} e^{-j\varphi_i}, \quad \text{si } m=2i$$

pour tout  $i = 1, \dots, M$ .

$T_s$  étant la période d'échantillonnage et 'j' l'opérateur des nombres complexes.

Dans le cas du modèle généralisé, le signal peut être décrit par un modèle de prédiction linéaire rétrograde. Pour montrer cela on se réfère à la propriété suivante :

#### Propriété 3.1

Soit  $P(z)$  le polynôme caractéristique d'une prédiction linéaire rétrograde d'ordre  $L$  ( $p < L < N$ ) :

$$P(z) = \sum_{i=0}^L c_i z^{-i}$$

dont les coefficients  $(c_i)_{1 \leq i \leq L}$  vérifient l'équation aux différences :

$$\sum_{i=0}^L c_i y(k+i) = 0, \quad c_0 = 1, \quad 0 \leq k \leq N-L-1$$



et minimisent la norme euclidienne du vecteur  $\mathbf{c} = [1, c_1, c_2, \dots, c_L]^T$ , alors  $P(z)$  possède ' $p$ ' racines instables (égales aux inverses des modes du signal  $y(k)$  s'ils sont tous stables) et ' $L-p$ ' racines stables.

Ainsi en appliquant la transformée en  $Z$  au signal  $y(k)$ , on obtient

$$Y(z) = \sum_{i=1}^p \frac{\beta_i z}{z - W_i} = \frac{\sum_{i=1}^p \beta_i z \prod_{j \neq i} (z - W_j)}{\prod_{i=1}^p (z - W_i)} \quad (3.6)$$

S'il existe des coefficients  $(c_i)_{1 \leq i \leq L}$  tels que le signal vérifie le modèle de prédiction linéaire progressif

$$y(k) = -\sum_{i=1}^L c_i y(k+i), \forall k \geq L \quad (3.7)$$

alors

$$(1 + \sum_{i=1}^L c_i z^i) Y(z) = N(z)$$

avec  $N(z)$  un polynôme lié aux conditions initiales du signal.

En formulant la relation (3.6) sous la forme

$$Y(z) = \frac{N(z)}{\Phi_1(z)}, \quad \Phi_1(z) = \sum_{i=0}^L c_i z^i, \quad c_0 = 1 \quad (3.8)$$

on remarque que pour  $p \leq L$ , les ' $p$ ' modes complexes  $W_i$ ,  $i=1, \dots, p$  sont contenus dans les  $L$  racines du polynôme  $\Phi_1(z)$ .

Dans le cas de signaux à modes stables, un modèle de prédiction linéaire rétrograde est généralement préféré. En effet, si l'on définit un second polynôme  $\Phi_2(z^{-1})$

$$\Phi_2(z^{-1}) = \sum_{i=0}^L c_i z^{i-L} = \sum_{i=0}^L c_i (z^{-1})^{L-i}, \quad c_0 = 1 \quad (3.9)$$

dont les coefficients minimisent la norme euclidienne du vecteur  $\mathbf{c} = [1, c_1, c_2, \dots, c_L]^T$ , il est possible d'extraire les ' $p$ ' modes du signal, en recherchant les ' $p$ ' racines instables du polynôme  $\Phi_2(z^{-1})$  (inverses des  $W_i^{-1}$ ,  $i=1, \dots, p$ ).

Dans un premier temps, nous avons supposé que le signal pouvait être modélisé par une somme exacte d'exponentielles complexes, il est évident qu'en pratique des erreurs de prédiction sont inévitables. En introduisant un bruit  $\omega(k)$  on obtient

$$y(k) = \sum_{i=1}^p \beta_i W_i^k + \omega(k) = x(k) + \omega(k) \quad (3.10)$$

où  $x(k)$  est la partie utile (non bruitée) du signal et  $\omega(k)$  est supposé être un bruit blanc gaussien, centré de variance  $\rho^2$ .

L'utilisation d'un modèle de prédiction rétrograde surdimensionné est justifié par le fait que l'ordre effectif ' $p$ ' du signal analysé n'est généralement pas connu 'à priori'. Le choix d'un ordre  $L > p$ , associé à une contrainte de norme minimale est particulièrement avantageux dans le cas de signaux bruités car il permet de séparer les modes utiles du signal de ceux liés au bruit. En effet, tout polynôme d'ordre  $n$  donné à ' $p$ ' racines imposées, a sous contrainte de norme minimale, ' $n-p$ ' racines de norme inférieure à 1, qui se répartissent uniformément à l'intérieur du cercle unité.

Supposons que l'on dispose de  $N$  échantillons du signal  $N > p$  selon la relation (3.6) on peut former le système de  $N-L$  équations :

$$\begin{bmatrix} y(1) & y(2) & \cdots & y(L) \\ y(2) & y(3) & & y(L+1) \\ \vdots & \vdots & & \vdots \\ y(N-L) & y(N-L+1) & & y(N-1) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} c_1 \\ c_2 \\ \vdots \\ c_L \end{bmatrix} = - \begin{bmatrix} y(0) \\ y(1) \\ \vdots \\ y(N-L-1) \end{bmatrix}$$

ou sous forme matricielle

$$\mathbf{Y}_1 \mathbf{c} = -\mathbf{y} \quad (3.11)$$

Ce système n'admet pas de solution exacte (comme cela serait le cas pour le signal non bruité) le vecteur  $\mathbf{c}$  des coefficients de prédiction peut cependant être par exemple estimé par une méthode de moindres carrés. En utilisant une telle approche, on cherche à minimiser un critère  $\xi_{MC}$  défini par

$$\xi_{MC} = \sum_{k=0}^{N-L-1} [y(k) - y_{PIR}(k)]^2 = \sum_{k=0}^{N-L-1} \left[ y(k) + \sum_{i=1}^L c_i y(k+i) \right]^2$$

qui admet pour solution

$$\mathbf{c} = -\mathbf{Y}_1^{\#} \mathbf{y} \quad (3.12)$$

avec  $\mathbf{Y}_1^{\#} = (\mathbf{Y}_1^H \mathbf{Y}_1)^{-1} \mathbf{Y}_1^H$  la pseudo inverse de  $\mathbf{Y}_1$  et  $\mathbf{Y}_1^H$  sa transposée conjuguée.

Ce problème peut être résolu par l'utilisation de la décomposition en valeurs singulières SVD (Singular Value Decomposition).

La décomposition en valeurs singulières de la matrice  $\mathbf{Y}_1$  est définie par :

$$\mathbf{Y}_1 = \mathbf{U} \mathbf{\Sigma} \mathbf{V}^H \quad (3.13)$$

La matrice diagonale  $\mathbf{\Sigma} = \text{diag}(\sigma_1, \dots, \sigma_p, \sigma_{p+1}, \dots, \sigma_{\min(L, N-L)})$  est constituée des valeurs singulières de  $\mathbf{Y}_1$  (classées par ordre décroissant). Les matrices carrées unitaires  $\mathbf{U} = [\mathbf{u}_1, \dots, \mathbf{u}_p, \mathbf{u}_{p+1}, \dots, \mathbf{u}_{N-L}]$  et  $\mathbf{V} = [\mathbf{v}_1, \dots, \mathbf{v}_p, \mathbf{v}_{p+1}, \dots, \mathbf{v}_L]$  sont constituées des vecteurs singuliers gauches et droits associés, et vérifient

$$\mathbf{U}^H \mathbf{U} = \mathbf{U} \mathbf{U}^H = \mathbf{I}_{(N-L) \times (N-L)}, \mathbf{V}^H \mathbf{V} = \mathbf{V} \mathbf{V}^H = \mathbf{I}_{L \times L}$$

où la détermination du vecteur des coefficients  $\mathbf{c}$ , par la technique des moindres carrés requiert le calcul de la pseudo inverse  $\mathbf{Y}_1^\#$  définie ci-dessus. On peut distinguer deux cas :

- Le signal est non bruité  $y(k) = x(k)$  et il peut être aisément montré que  $\text{rang}(\mathbf{Y}_1) = \text{rang}(\mathbf{\Sigma}) = p$ , et que la matrice des valeurs singulières se réduit à  $\mathbf{\Sigma} = \text{diag}(\sigma_1, \dots, \sigma_p, 0, \dots, 0)$ , alors

$$\mathbf{Y}_1^\# = \mathbf{V} \mathbf{\Sigma}^\# \mathbf{U}^H, \text{ avec } \mathbf{\Sigma}^\# = \text{diag}(1/\sigma_1, \dots, 1/\sigma_p, 0, \dots, 0)$$

- Le signal est bruité  $y(k) = x(k) + \omega(k)$  et on obtient en général des matrices de rang plein :  $\text{rang}(\mathbf{Y}_1) = \text{rang}(\mathbf{\Sigma}) = \min(L, N-L)$ . La matrice des valeurs singulières  $\mathbf{\Sigma} = \text{diag}(\sigma_1, \dots, \sigma_p, \sigma_{p+1}, \dots, \sigma_{\min(L, N-L)})$  à  $p$  éléments dominants quasi-identiques à ceux du cas sans bruit (projection du signal sur le sous-espace signal de dimension  $p$ ) et ses éléments restants sont liés à la présence du bruit, alors

$$\mathbf{\Sigma}^\# = \text{diag}(1/\sigma_1, \dots, 1/\sigma_p, 1/\sigma_{p+1}, \dots, 1/\sigma_{\min(L, N-L)})$$

### 3.4.2 Approche Matrix Pencil (MP)

La méthode MP est basée sur une SVD tronquée d'une matrice de prédiction. Elle permet de déterminer les modes utiles du signal par le calcul direct des valeurs propres d'une matrice carrée d'ordre réduit. En s'affranchissant d'une procédure de recherche de racines, on réduit non seulement la complexité de l'algorithme mais également l'influence du bruit. Cette approche est basée sur le modèle de Prony et a été choisie pour développer l'algorithme SCA (Synchronous Closing Algorithm) de manœuvre contrôlée sur lignes HT [30].

Considérons dans un premier temps, le cas idéal d'un signal non bruité  $y(k)=x(k)$ . Conformément au modèle de prédiction (3.11) la matrice de prédiction linéaire rétrograde notée  $\mathbf{X}_n$  peut être définie, en un instant donné  $n$ , par

$$\mathbf{X}_n = [\mathbf{x}_n \mathbf{x}_{n+1} \cdots \mathbf{x}_{n+L-1}]$$

avec  $\mathbf{x}_n = [x(n), x(n+1), \dots, x(n+L-1)]^T$ .

La relation de régression vérifiée par  $x(k)$ , permet de définir une seconde matrice  $\mathbf{X}_{n+1}$  :

$$\mathbf{X}_{n+1} = [\mathbf{x}_{n+1} \mathbf{x}_{n+2} \cdots \mathbf{x}_{n+L}] \quad (3.14)$$

avec  $\mathbf{X}_{n+1} \mathbf{c} = -\mathbf{x}_n$

où le vecteur  $\mathbf{c} = [1, c_1, c_2, \dots, c_L]^T$  est le vecteur des coefficients du modèle de prédiction d'ordre  $L$  (voir la Propriété 3.1).

Conformément au modèle de Prony généralisé (3.4), la matrice  $\mathbf{X}_n$  peut être décomposée sous la forme :

$$\mathbf{X}_n = \mathbf{E}_{N-L-1} \mathbf{B} \mathbf{W}^n \mathbf{E}_{L-1}^T \quad (3.15)$$

avec choix de :

$$\mathbf{E}_{N-L-1} = \begin{bmatrix} 1 & 1 & \cdots & 1 \\ W_1 & W_2 & \cdots & W_p \\ \vdots & \vdots & & \vdots \\ W_1^{N-L-1} & W_2^{N-L-1} & \cdots & W_p^{N-L-1} \end{bmatrix}, \quad \mathbf{E}_{L-1} = \begin{bmatrix} 1 & 1 & \cdots & 1 \\ W_1 & W_2 & \cdots & W_p \\ \vdots & \vdots & & \vdots \\ W_1^{L-1} & W_2^{L-1} & \cdots & W_p^{L-1} \end{bmatrix}$$

$$\mathbf{B} = \text{diag}(\beta_1, \beta_2, \dots, \beta_p), \quad \mathbf{W} = \text{diag}(W_1, W_2, \dots, W_p)$$

Le paramètre  $L$  correspondant à l'ordre du polynôme de prédiction est également appelé paramètre 'Pencil'. Sous condition que  $p \leq L \leq N-p$  avec  $N$  le nombre d'échantillons disponibles et  $p$  l'ordre du signal utile, la matrice  $\mathbf{X}_n$  est de rang  $p$  (tout comme  $\mathbf{E}_{N-L-1}$  et  $\mathbf{E}_{L-1}$ ) et vérifie la propriété énoncée ci-dessous :

### Propriété 3.2

Le problème de valeurs propres généralisées défini par l'équation

$$(\lambda \mathbf{X}_{n+1} - \mathbf{X}_n) \mathbf{q} = 0 \quad (3.16)$$

admet pour solutions les couples  $(\lambda, \mathbf{q})$  ( $\lambda$ : scalaire et  $\mathbf{q}$ : vecteur) :

- $\lambda = W_i^{-1}$ , pour  $1 \leq i \leq p$  et  $\mathbf{q}$  la  $i^{\text{ème}}$  colonne de  $(\mathbf{E}_{L-1}^T)^{\#} = \mathbf{E}_{L-1}^* (\mathbf{E}_{L-1}^T \mathbf{E}_{L-1}^*)^{-1}$ ,
- $\lambda$  quelconque avec  $\mathbf{q}$  appartenant au noyau  $\ker(\mathbf{E}_{L-1}^T)$ .

Ces résultats peuvent être démontrés en utilisant les propriétés des matrices de prédiction  $\mathbf{X}_n, \mathbf{X}_{n+1}$  (3.15) :

- Si  $\mathbf{q} = \mathbf{e}_i = (\mathbf{E}_{L-1}^T)^{\#} \gamma_i$ , ( $i^{\text{ème}}$  ligne de  $(\mathbf{E}_{L-1}^T)^{\#}$ ,  $\gamma_i = [0 \ \cdots \ 0 \ 1 \ 0 \ \cdots \ 0]^T$ ) on obtient :

$$(\lambda \mathbf{X}_{n+1} - \mathbf{X}_n) \mathbf{q} = \mathbf{E}_{N-L-1} \mathbf{B} \mathbf{W}^n \left[ [0, \dots, 0, \lambda W_i, 0, \dots, 0]^T - \gamma_i \right] = 0$$

- Cette équation n'est vérifiée que pour  $\lambda = W_i^{-1}$ ,  $\forall 1 \leq i \leq p$  (uniques scalaires qui permettent de faire chuter le rang de  $(\lambda \mathbf{X}_{n+1} - \mathbf{X}_n)$  de  $p$  à  $p-1$ ).
- Pour tout vecteur  $\mathbf{q} \in \ker(\mathbf{E}_{L-1}^T)$  l'équation (3.16) est vérifiée pour tout scalaire  $\lambda$ .
- Pour la mise en œuvre pratique de la méthode MP, une seconde propriété peut être énoncée par la propriété suivante :

### Propriété 3.3

Soit la décomposition en valeurs singulières de  $\mathbf{X}_{n+1}$  définie par :

$$\mathbf{X}_{n+1} = \mathbf{U} \mathbf{\Sigma} \mathbf{V}^H \quad (3.17)$$

où :  $\mathbf{U} = [\mathbf{u}_1, \dots, \mathbf{u}_{\min(L, N-L)}]$ ,  $\mathbf{V} = [\mathbf{v}_1, \dots, \mathbf{v}_{\min(L, N-L)}]$ ,  $\mathbf{\Sigma} = \text{diag}(\sigma_1, \dots, \sigma_{\min(L, N-L)})$ .

Si l'on définit une matrice carrée  $\mathbf{G}_n$  de dimension  $p \times p$  telle que :

$$\mathbf{G}_n = \mathbf{\Sigma}_p^{-1} \mathbf{U}_p^H \mathbf{X}_n \mathbf{V}_p \quad (3.18)$$

avec :  $\mathbf{U}_p = [\mathbf{u}_1, \dots, \mathbf{u}_p]$ ,  $\mathbf{V}_p = [\mathbf{v}_1, \dots, \mathbf{v}_p]$ ,  $\mathbf{\Sigma}_p^{-1} = \text{diag}(\sigma_1^{-1}, \dots, \sigma_p^{-1})$

alors les  $p$  valeurs propres et vecteurs propres de  $\mathbf{G}_n$  sont les inverses des modes utiles  $W_i^{-1}$  et les vecteurs  $\mathbf{V}_p^H \mathbf{e}_i$  pour  $1 \leq i \leq p$ .

Dans le cas du signal non bruité, la SVD tronquée de  $\mathbf{X}_{n+1}^\#$  pseudo inverse de  $\mathbf{X}_{n+1}$  ( $\mathbf{X}_{n+1}^\# = \mathbf{V} \boldsymbol{\Sigma}^\# \mathbf{U}^H$ ) est

$$\mathbf{X}_{n+1\_p}^\# = \mathbf{V}_p \boldsymbol{\Sigma}_p^\# \mathbf{U}_p^H = \sum_{i=1}^p \frac{1}{\sigma_i} \mathbf{v}_i \mathbf{u}_i^H = \mathbf{X}_{n+1}^\# \quad (3.19)$$

en l'absence de bruit, les valeurs singulières  $\sigma_i$  pour  $p+1 \leq i \leq \min(L, N-L)$  sont toutes nulles d'où  $\boldsymbol{\Sigma}^\# = \boldsymbol{\Sigma}_p^\# = \text{diag}(\sigma_1^{-1}, \sigma_2^{-1}, \dots, \sigma_p^{-1}) = \boldsymbol{\Sigma}_p^{-1}$ .

Pour tout  $(\lambda, \mathbf{p})$  vérifiant la relation (3.16), la multiplication à gauche de  $(\lambda \mathbf{X}_{n+1} - \mathbf{X}_n) \mathbf{q} = 0$  par  $\mathbf{V}_p^H \mathbf{X}_{n+1}^\#$  conduit à

$$\mathbf{V}_p^H \mathbf{X}_{n+1}^\# (\lambda \mathbf{X}_{n+1} \mathbf{q}) - \mathbf{V}_p^H \mathbf{X}_{n+1}^\# (\mathbf{X}_n \mathbf{q}) = 0$$

$$\lambda \mathbf{V}_p^H \mathbf{X}_{n+1}^\# \mathbf{X}_{n+1} \mathbf{q} = \mathbf{V}_p^H (\mathbf{V}_p \boldsymbol{\Sigma}_p^\# \mathbf{U}_p^H) \mathbf{X}_n \mathbf{q}$$

$$\lambda \mathbf{V}_p^H \mathbf{q} = \boldsymbol{\Sigma}_p^{-1} \mathbf{U}_p^H \mathbf{X}_n \mathbf{q}$$

Les matrices tronquées  $\mathbf{U}_p, \mathbf{V}_p$  étant des matrices carrées unitaires

$$\lambda (\mathbf{V}_p^H \mathbf{q}) = \boldsymbol{\Sigma}_p^{-1} \mathbf{U}_p^H \mathbf{X}_n (\mathbf{V}_p \mathbf{V}_p^H) \mathbf{q} = (\boldsymbol{\Sigma}_p^{-1} \mathbf{U}_p^H \mathbf{X}_n \mathbf{V}_p) \mathbf{V}_p^H \mathbf{q} = \mathbf{G}_n (\mathbf{V}_p^H \mathbf{q})$$

Pour démontrer la réciproque, on considère les couples  $(\lambda, \mathbf{p})$  valeurs propres et vecteurs propres de la matrice  $\mathbf{G}_n$  (i.e.,  $\lambda \mathbf{p} = \mathbf{G}_n \mathbf{p}$ ). Compte tenu de l'équation (3.19), une multiplication à gauche par  $\mathbf{X}_{n+1} \mathbf{V}_p$  conduit à

$$\lambda \mathbf{X}_{n+1} \mathbf{V}_p \mathbf{p} = \mathbf{X}_{n+1} \mathbf{X}_{n+1}^\# \mathbf{X}_n \mathbf{V}_p \mathbf{p}$$

d'où  $(\lambda \mathbf{X}_{n+1} - \mathbf{X}_n) \mathbf{V}_p \mathbf{p} = 0$ .

Ainsi, les valeurs propres de  $\mathbf{G}_n$  sont nécessairement les couples  $(\lambda, \mathbf{V}_p^H \mathbf{q})$  avec  $(\lambda, \mathbf{q})$  solutions de (3.16). L'inverse n'est vrai que si  $\mathbf{V}_p^H \mathbf{q} = 0$ .

Les couples  $(\lambda, \mathbf{q}) = (\mathbf{W}_i^{-1}, \mathbf{e}_i)$  ( $1 \leq i \leq p$ ), sont les  $p$  valeurs propres et vecteurs propres de la matrice  $\mathbf{G}_n$  car selon la propriété 3.2:

- Pour  $\mathbf{q} \in \ker(\mathbf{E}_{L-1}^T)$  :  $\lambda (\mathbf{V}_p^H \mathbf{q}) = \mathbf{G}_n (\mathbf{V}_p^H \mathbf{q})$ ,  $\forall \lambda$  avec  $\mathbf{V}_p^H \mathbf{q} = 0$ . En effet,  $\mathbf{V}_p^H \mathbf{q} \neq 0$ , signifie que  $\mathbf{G}_n$  a une infinité de valeurs propres or celle-ci n'en admet que ' $p$ ' au maximum ( $\mathbf{G}_n$  est de dimension  $(p \times p)$ ) donc  $\mathbf{V}_p^H \mathbf{q}$  est nécessairement nul.

- Pour  $\mathbf{q} = \mathbf{e}_i$  ( $\forall 1 \leq i \leq p$ ),  $\forall \lambda$ . Comme  $\ker(\mathbf{E}_{L-1}^T) = \ker(\mathbf{V}_p^H)$  alors  $\mathbf{V}_p^H \mathbf{e}_i \neq 0$ .

Les valeurs propres de la matrice  $\mathbf{G}_n$  et du produit  $\mathbf{X}_{n+1}^\# \mathbf{X}_n$  sont identiques. En présence de bruit, pour évaluer l'influence du bruit additif  $\omega(k)$ , on se ramène à réaliser une analyse de sensibilité sur le produit  $\mathbf{Y}_{n+1}^\# \mathbf{Y}_n$ . Il est possible d'exprimer les incertitudes sur les estimées  $\lambda_i = \mathbf{W}_i^{-1}$  (valeurs propres non nulles  $\mathbf{Y}_{n+1}^\# \mathbf{Y}_n$ ) sous la forme :

$$\delta \lambda_i = \frac{\mathbf{p}_i^H \delta(\mathbf{Y}_{n+1}^\# \mathbf{Y}_n) \mathbf{q}_i}{\mathbf{p}_i^H \mathbf{q}_i} \quad (3.20)$$

où  $\delta$  est l'opérateur différentiel du premier ordre,  $\mathbf{p}_i^H$  et  $\mathbf{q}_i$  les vecteurs propres gauches et droits de  $\mathbf{X}_{n+1}^\# \mathbf{X}_n$  associés aux valeurs propres  $\lambda_i$ ,  $i=1, \dots, p$  de la partie utile du signal.

Cette relation peut être démontrée, en reprenant la définition des matrices de prédiction (3.16) basée sur le modèle de prédiction rétrograde.

Comme le produit  $\mathbf{X}_{n+1}^\# \mathbf{X}_n$  peut se ramener à la forme

$$\mathbf{X}_{n+1}^\# \mathbf{X}_n = (\mathbf{E}_{L-1}^T)^\# \mathbf{W}^{-1} \mathbf{E}_{L-1}^T \quad (3.21)$$

et que les vecteurs propres gauche et droit  $\mathbf{p}_i^H, \mathbf{q}_i$  définis par

$$\mathbf{p}_i^H (\mathbf{X}_{n+1}^\# \mathbf{X}_n) = \lambda_i \mathbf{p}_i^H, (\mathbf{X}_{n+1}^\# \mathbf{X}_n) \mathbf{q}_i = \lambda_i \mathbf{q}_i$$

peuvent s'exprimer par

$$\mathbf{p}_i^H = \gamma_i^T \mathbf{E}_{L-1}^T, \mathbf{q}_i = (\mathbf{E}_{L-1}^T)^\# \gamma_i$$

$$\text{d'où} \quad \mathbf{p}_i^H \mathbf{q}_i = \gamma_i^T (\mathbf{E}_{L-1}^T) (\mathbf{E}_{L-1}^T)^\# \gamma_i = 1 \quad (3.22)$$

Selon la propriété 3.3 :

$$\begin{aligned} \mathbf{p}_i^H &= \gamma_i^T \mathbf{E}_{L-1}^T = \gamma_i^T (\mathbf{W}^{n+1})^{-1} \mathbf{B}^{-1} \mathbf{E}_{N-L-1}^\# \mathbf{X}_{n+1} \\ \mathbf{X}_n \mathbf{q}_i &= \mathbf{X}_n (\mathbf{E}_{L-1}^T)^\# \gamma_i = \mathbf{X}^{n+1} (\mathbf{E}_{L-1}^T)^\# \mathbf{W}^{-1} \gamma_i \end{aligned} \quad (3.23)$$

L'analyse de perturbation réalisée dans ce paragraphe est essentiellement fondée sur le théorème qui suit.

### Théorème 3.1

Soient  $\mathbf{Y}$ ,  $\mathbf{Y}_p^\#$  deux matrices définies par

$$\mathbf{Y} = \mathbf{X} + \delta(\mathbf{Y}_p^\#)$$

$$\mathbf{Y}_p^\# = \mathbf{X}^\# + \delta(\mathbf{Y}_p^\#)$$

avec  $\mathbf{X}$ ,  $\mathbf{Y}_p^\#$  deux matrices de rang  $p$  dont la seconde est la pseudo inverse tronquée d'une matrice  $\mathbf{Y}$ ,  $\delta(\mathbf{Y})$  une matrice de faibles perturbations et  $\delta(\mathbf{Y}_p^\#)$  la mesure de l'écart entre la pseudo inverse de  $\mathbf{X}$  notée  $\mathbf{X}^\#$  et  $\mathbf{Y}_p^\#$ , alors l'équation

$$\mathbf{u}^H \delta(\mathbf{Y}_p^\#) \mathbf{v} = -\mathbf{u}^H \delta(\mathbf{Y}) \mathbf{X}^\# \mathbf{v} \quad (3.24)$$

est satisfaite  $\forall \mathbf{u}$ ,  $\forall \mathbf{v}^H$  appartenant aux espaces lignes et colonnes de la matrice  $\mathbf{X}$ .

Selon la relation (3.22) :

$$\delta \lambda_i = \frac{\mathbf{p}_i^H \delta(\mathbf{Y}_{n+1}^\# \mathbf{Y}_n) \mathbf{q}_i}{\mathbf{p}_i^H \mathbf{q}_i} = \mathbf{p}_i^H \delta(\mathbf{Y}_{n+1}^\# \mathbf{Y}_n) \mathbf{q}_i = \mathbf{p}_i^H \left[ \delta(\mathbf{Y}_{n+1}^\#) \mathbf{X}_n + \mathbf{X}_{n+1} \delta(\mathbf{Y}_n) \right] \mathbf{q}_i$$

en considérant le théorème 3.1 et la relation (3.23) on obtient

$$\begin{aligned} \delta \lambda_i &= \mathbf{p}_i^H \delta(\mathbf{Y}_{n+1}^\#) (\mathbf{X}_n \mathbf{q}_i) + \mathbf{p}_i^H \mathbf{X}_{n+1} \delta(\mathbf{Y}_n) \mathbf{q}_i = -\mathbf{p}_i^H \delta(\mathbf{Y}_{n+1}) \mathbf{X}_{n+1}^\# (\mathbf{X}_n \mathbf{q}_i) + \mathbf{p}_i^H \mathbf{X}_{n+1} \delta(\mathbf{Y}_n) \mathbf{q}_i \\ &= \mathbf{p}_i^H \mathbf{X}_{n+1} \delta(\mathbf{Y}_n) \mathbf{q}_i - \mathbf{p}_i^H \mathbf{X}_{n+1}^\# \delta(\mathbf{Y}_{n+1}) \lambda_i \mathbf{q}_i = \mathbf{p}_i^H \mathbf{X}_{n+1}^\# \left[ \delta(\mathbf{Y}_n) - \lambda_i \delta(\mathbf{Y}_{n+1}) \right] \mathbf{q}_i \end{aligned} \quad (3.25)$$

Compte tenu des propriétés de la matrice de prédiction :

$$\mathbf{p}_i^H \mathbf{X}_{n+1}^\# = \gamma_i^T \mathbf{E}_{L-1}^T (\mathbf{E}_{L-1}^T)^\# \mathbf{B}^{-1} (\mathbf{W}^{n+1})^{-1} \mathbf{E}_{N-L-1}^\# = \gamma_i^T (\mathbf{B} \mathbf{W}^{n+1})^{-1} \mathbf{E}_{N-L-1}^\# = \frac{1}{\beta_i W_i^{n+1}} \gamma_i^T \mathbf{E}_{N-L-1}^\#$$

avec  $\beta_i$  l'amplitude complexe du  $i^{\text{ème}}$  mode du signal et  $W_i^{n+1}$  sa fréquence complexe à l'instant  $n+1$ .

Comme par définition  $\mathbf{p}_i^H \equiv \gamma_i^T \mathbf{E}_{N-L-1}^\#$ , on obtient finalement

$$\delta \lambda_i = \frac{1}{\beta_i W_i^{n+1}} \mathbf{p}_i^H \left[ \delta(\mathbf{Y}_n) - \lambda_i \delta(\mathbf{Y}_{n+1}) \right] \mathbf{q}_i \quad (3.26)$$

Les matrices  $\delta \mathbf{Y}_n = \delta(\mathbf{Y}_n)$ ,  $\delta \mathbf{Y}_{n+1} = \delta(\mathbf{Y}_{n+1})$  dites matrices de perturbations sont définies par

$$\delta \mathbf{Y}_n = [\omega_n \omega_{n+1} \cdots \omega_{n+L-1}], \quad \delta \mathbf{Y}_{n+1} = [\omega_{n+1} \omega_{n+2} \cdots \omega_{n+L}]$$



avec :  $\boldsymbol{\omega}_n = [\omega(n), \omega(n+1), \dots, \omega(n+N-L-1)]^T$  et  $\omega(k)$  étant la composante bruit contenue dans l'échantillon bruité à l'instant  $k$ . La relation (3.26) peut se ramener à

$$\delta\lambda_i = \frac{1}{\beta_i W_i^{n+1}} \sum_{j=1}^L q_{i,j} \mathbf{p}_i^H (\boldsymbol{\omega}_{n+i-1} - \lambda_i \boldsymbol{\omega}_{n+i}) = \frac{1}{\beta_i W_i^{n+1}} \mathbf{q}_i^T \begin{bmatrix} \mathbf{p}_i^H \boldsymbol{\omega}_n - \lambda_i \boldsymbol{\omega}_{n+1} \\ \vdots \\ \mathbf{p}_i^H \boldsymbol{\omega}_{n+L-1} - \lambda_i \boldsymbol{\omega}_{n+L} \end{bmatrix}$$

ou encore

$$\delta\lambda_i = \frac{1}{\beta_i W_i^{n+1}} \mathbf{q}_i^T \left\{ \begin{bmatrix} \mathbf{p}_i^H & \dots & 0 & 0 \\ 0 & \mathbf{p}_i^H & & 0 \\ \vdots & \ddots & \ddots & \vdots \\ 0 & \dots & \mathbf{p}_i^H & 0 \end{bmatrix} - \lambda_i \begin{bmatrix} 0 & \mathbf{p}_i^H & \dots & 0 \\ 0 & & & 0 \\ \vdots & \ddots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & & \mathbf{p}_i^H \end{bmatrix} \right\} \boldsymbol{\Omega}_n = \frac{1}{\beta_i W_i^{n+1}} \mathbf{q}_i^T \mathbf{P}_i^H \boldsymbol{\Omega}_n \quad (3.27)$$

avec  $\boldsymbol{\Omega}_n = [\omega(n), \omega(n+1), \dots, \omega(n+N-1)]^T$  le vecteur formé à partir des composantes de bruit contenues dans les  $N$  échantillons considérés.

Les incertitudes  $\delta\lambda_i$  peuvent finalement être déterminées à partir des estimées  $\lambda_i = W_i^{-1}$ , des amplitudes complexes  $\beta_i$  associées et du vecteur bruit  $\boldsymbol{\Omega}_n$ . La variance et la moyenne de ces incertitudes sont liées aux variances covariance du bruit complexe :

$$\text{Var}[\delta\lambda_i] = \frac{1}{|\beta_i W_i^{n+1}|^2} \mathbf{q}_i^T \mathbf{P}_i^H \mathbf{R}_{\boldsymbol{\Omega}\boldsymbol{\Omega}} \mathbf{P}_i \mathbf{q}_i^* \quad (3.28)$$

$$\mathbb{E}[\delta\lambda_i] = \frac{1}{\beta_i W_i^{n+1}} \mathbf{q}_i^T \mathbf{P}_i^H \mathbb{E}[\boldsymbol{\Omega}_n] \quad (3.29)$$

où  $\mathbf{R}_{\boldsymbol{\Omega}\boldsymbol{\Omega}} = \mathbb{E}[\boldsymbol{\Omega}_n \boldsymbol{\Omega}_n^H]$  est la covariance du bruit de mesure et  $\mathbb{E}[\boldsymbol{\Omega}_n]$  sa moyenne.

Dans le cas d'un bruit complexe centré et de variance  $\rho^2$ ,  $\mathbf{R}_{\boldsymbol{\Omega}\boldsymbol{\Omega}} = \rho^2 \mathbf{I}_N$  et  $\mathbb{E}[\boldsymbol{\Omega}_n] = 0$ . Ses parties réelles et imaginaires sont indépendantes, de variance égales  $\rho_r^2 = \rho_i^2$  et vérifient :  $\rho^2 = \rho_r^2 + \rho_i^2 = 2\rho_r^2$ .

L'expression (3.28), étant généralement assez complexe, seul le cas d'un signal mono-mode nous permet d'obtenir une fonction analytique assez simple de la variance  $\text{Var}[\delta\lambda_i]$ . Pour permettre une compréhension plus aisée, nous considérons donc le signal défini par  $y(k) = \beta_i W_i^k + \omega(k) = x(k) + \omega(k)$ , avec  $W_i = e^{j2\pi f_i T}$ , où le bruit  $\omega(k)$  est complexe centré et de variance  $\rho^2 = \rho_r^2 + \rho_i^2 = 2\rho_r^2$ .  $T_s = 1\text{s}$ .

Une analyse de sensibilité [41] a conduit aux résultats suivants :

$$\text{Var}[\delta\lambda_1] = 2\text{Var}[\delta(2\pi f_1)] = \frac{2}{\text{SNR}_1 |W_1^{n+1}|^2} \begin{cases} \frac{1}{(N-L)^2 L}, & L \leq N/2 \\ \frac{1}{(N-L)L^2}, & L \geq N/2 \end{cases} \quad (3.30)$$

où  $\text{SNR}_1 = |\beta_1|^2 / \rho^2$

Dans le cadre d'une analyse de perturbations du premier ordre, ces résultats analytiques ne sont valables que pour des  $\text{SNR}_1$  (rapport signal à bruit) suffisamment élevés ( $\geq 30\text{dB}$ ). On notera que selon l'expression (3.30), la variance d'erreur sur les pulsations estimées est la plus sensible au bruit lorsque  $L=p$  ou  $L=N-p$ . Elle est optimale pour  $L=N/3$  et  $L=2N/3$  et est quasi-optimale entre ces deux valeurs. Cette propriété reste vérifiée pour des cas plus généraux (signaux multi-mode) [41-44].

### 3.4.3 Mise en œuvre de l'algorithme MP

La méthode MP décrite au paragraphe précédent est réalisée selon les trois étapes suivantes :

- Construction à partir des  $N$  échantillons disponibles du signal  $y(k)$  des matrices de prédiction  $\mathbf{Y}_0$  et  $\mathbf{Y}_1$ ,
- Décomposition en valeurs singulières de la matrice  $\mathbf{Y}_1$  de dimension  $(N-L) \times L$ , pour extraire la matrice diagonale  $\Sigma$  des valeurs propres  $\sigma_i$  ( $i=1, \dots, p, p+1, \dots, L$ ), et les matrices  $\mathbf{U}$  et  $\mathbf{V}$  des vecteurs propres gauches et droits associés. Par simple observation, tronquer les  $L-p$  plus petites valeurs singulières (celles inférieures à un seuil préfixé  $\varepsilon_1$  si l'ordre  $p$  n'est pas connu 'a priori').
- Construction de la matrice  $\mathbf{G}_0 = \Sigma_p^{-1} \mathbf{U}_p^H \mathbf{Y}_0 \mathbf{V}_p$  (de dimension  $p \times p$ ) à partir de la matrice diagonale  $\Sigma_p$  des  $p$  valeurs propres retenues ( $\sigma_i$  pour  $i=1, \dots, p$ ), des vecteurs propres  $\mathbf{U}_p, \mathbf{V}_p$  associés et de la matrice  $\mathbf{Y}_0$ . Déterminer ses valeurs propres qui correspondent aux inverses des modes utiles du signal ( $\lambda_i = W_i^{-1}$ ,  $i=1, \dots, p$ ).

Pour le choix des paramètres de l'algorithme, nous nous sommes principalement appuyés sur les résultats présentés dans [30] et les méthodes d'application au sein d'Alstom. La mise en œuvre pratique de l'approche MP doit considérer deux aspects essentiels : la charge de calcul admise et la précision d'estimation requise.

- Choix du nombre d'échantillons  $N$  :

Il est évident que l'augmentation du nombre d'échantillons permet d'améliorer le degré de précision. Cependant, le temps de calcul sera plus long et présente un coût global à l'utilisation de l'algorithme MP. Dans le cadre de manœuvre contrôlée sur les lignes de transmission, le nombre d'échantillons  $N = 100$  a été utilisé avec succès.

- Choix de la période d'échantillonnage du signal  $T_s$

Une période d'échantillonnage allant jusqu'à un dixième de la plus basse fréquence du signal maintenait un degré de précision acceptable [30]. Sous cette limite, pour un nombre donné d'échantillon  $N$  et un ordre  $L$  fixé, les modes estimés par la méthode MP étaient d'autant plus précis que la période d'échantillonnage était plus élevée. Pour les fréquences dominantes  $f_1$  variant entre 25Hz-50Hz, le rapport  $T_s / T_1$  ( $T_1 = 1/f_1$ ) est compris entre 0.025-0.05 pour  $T_s = 1\text{ms}$  et entre 0.05-0.1 pour  $T_s = 2\text{ms}$ . Une période à 2ms est donc la solution optimale parmi ces deux cas. Sachant que si la longueur de la fenêtre de mesure est limitée, un tel choix nécessite la réduction du nombre d'échantillons. Il serait avantageux en termes de coût de calcul, mais il faut toujours prévoir suffisamment de points pour l'analyse du signal. Compte tenu de la longueur de la fenêtre de calcul relativement courte exigée par le dispositif de contrôle (cycle rapide de l'ordre de quelques centaines de ms), le couple ( $N = 100$ ,  $T_s = 1\text{ms}$ ) est utilisé en règle générale pour notre application.

- Choix de l'ordre du paramètre 'Pencil'  $L$

Selon l'analyse de l'expression (3.30) dans le paragraphe 3.4.2, à faibles perturbations, les choix de  $L = N/3$  ou  $L = 2N/3$  permettaient d'obtenir des estimées assez précises des modes utiles.

- Choix du seuil de détection des modes utiles  $\varepsilon_1$

Ce paramètre n'est nécessaire que dans le cas où l'ordre  $p$  du signal n'est pas connu à priori. On notera, que dans le cadre de notre application, les signaux analysés ont généralement un ordre relativement réduit, leur ordre sera dans la plupart des cas pré-fixé à  $p=6$ .

### 3.4.4 Exemples d'application de l'algorithme MP

L'algorithme MP a déjà été validé par Alstom Grid pour les applications de manœuvres contrôlées sur les lignes de transport à travers le dispositif RPH3 comme mentionné dans le chapitre 1. Dans le cadre de notre présent travail, plusieurs tests ont aussi été effectués afin de vérifier la faisabilité de cette méthode. Trois exemples d'analyse de l'algorithme MP sont illustrés ici (voir les figures 3.7-3.9) avec  $N=100$ ,  $T_s = 1\text{ms}$ ,  $L=N/3$  et  $p=6$ . La fenêtre de calcul est ainsi fixée à 0.1s, mais on visualise le

résultat jusqu'à 0.2s. Pour chaque cas d'analyse, en introduisant un bruit blanc avec SNR=40dB, on compare les signaux analysés et estimés par l'algorithme MP et on extrait les composantes modales estimées. L'objectif étant d'estimer la fréquence dominante, selon les résultats d'analyse, cet algorithme peut donc être considéré comme fiable.

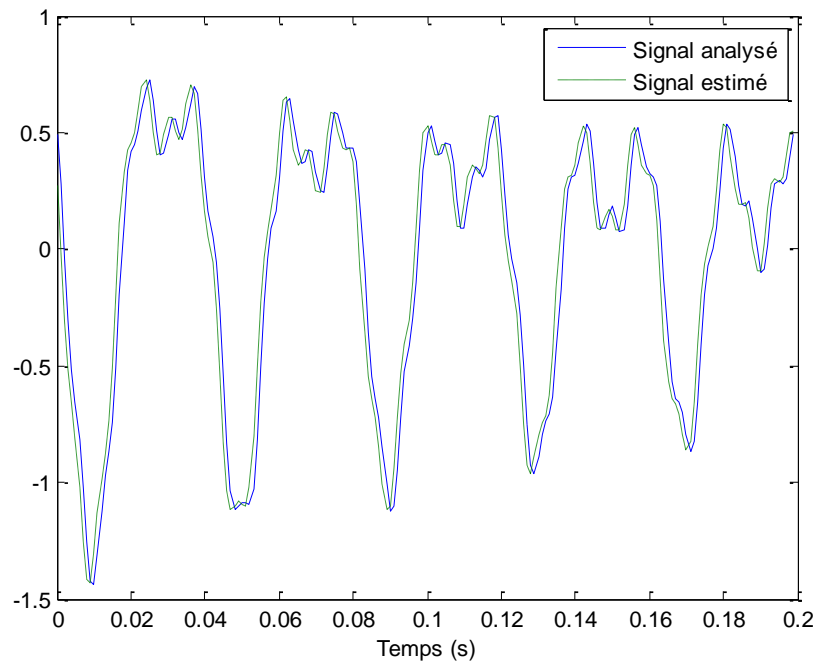


FIG.3.7a Comparaison entre le signal analysé et le signal estimé par l'algorithme MP

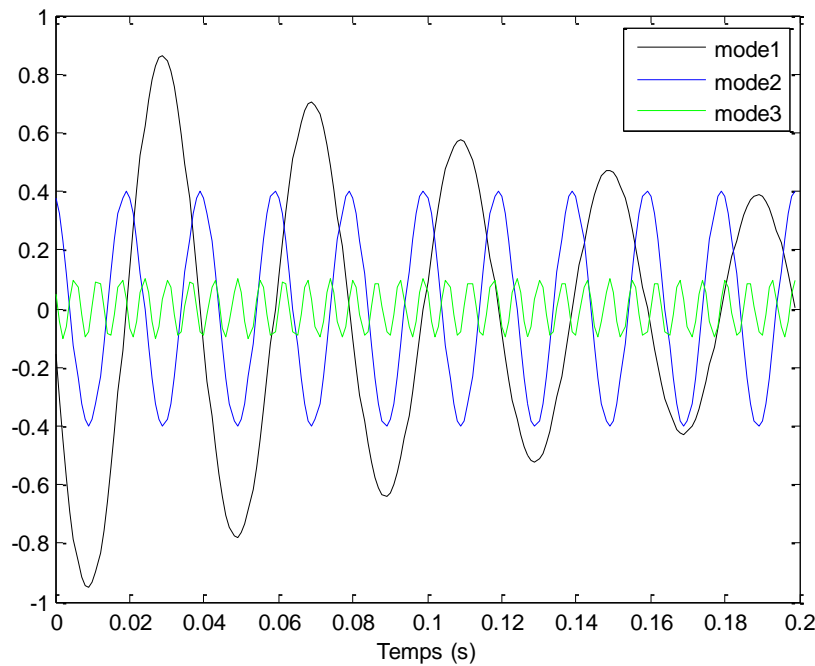


FIG. 3.7b Composantes modales estimées par MP,  $f_1=25$

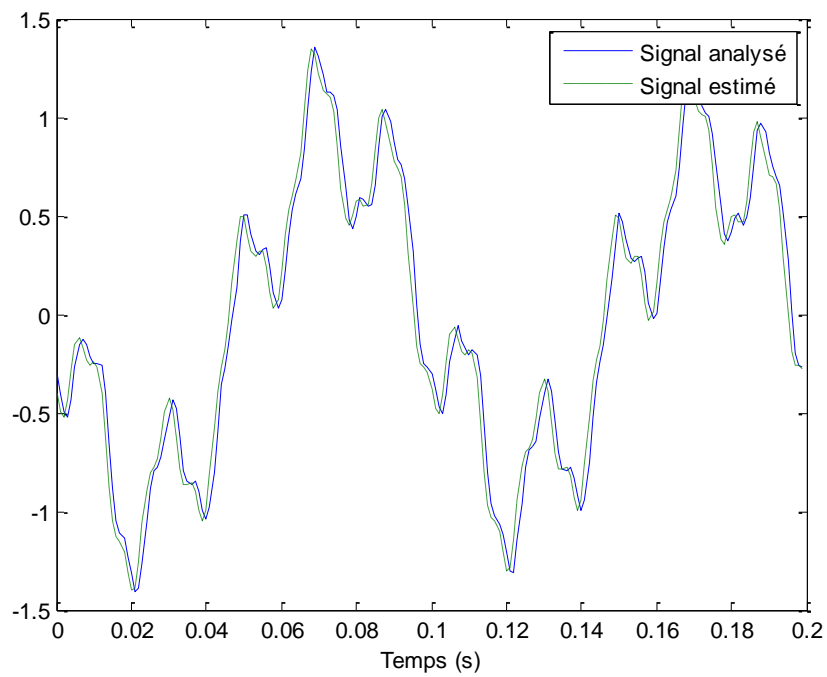


FIG.3.8a Comparaison entre le signal analysé et le signal estimé par l'algorithme MP

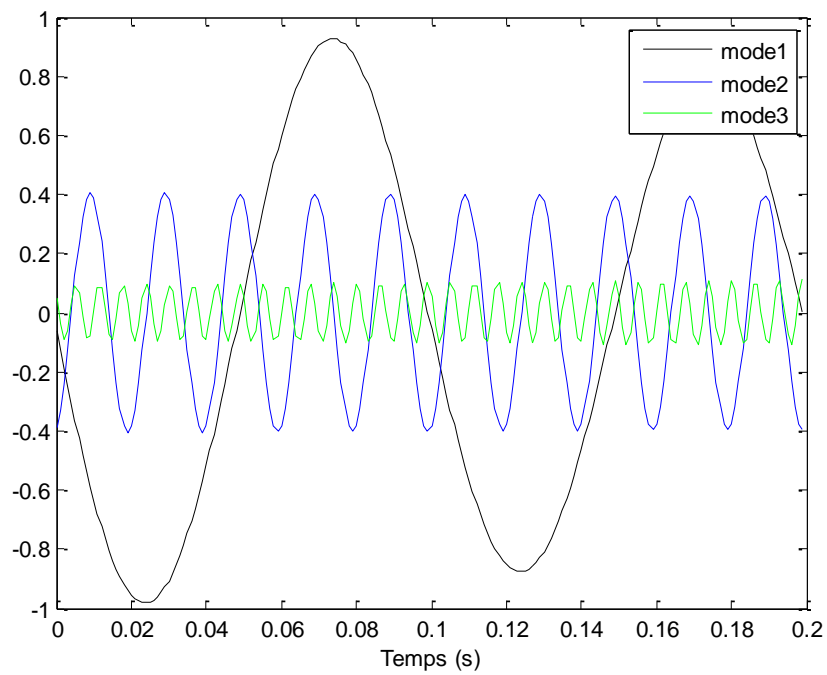


FIG. 3.8b Composantes modales estimées par MP,  $f_1=10$

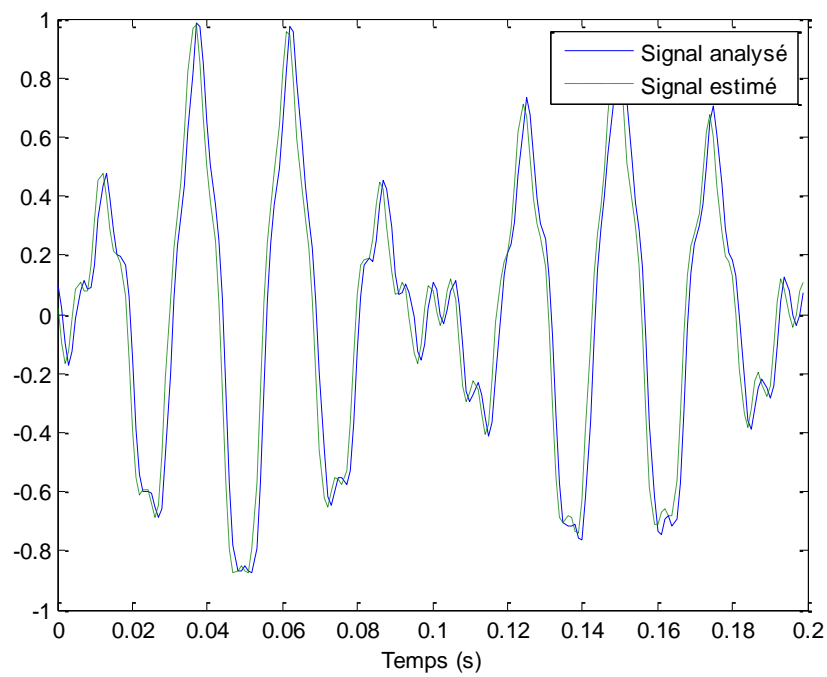


FIG.3.9a Comparaison entre le signal analysé et le signal estimé par l'algorithme MP

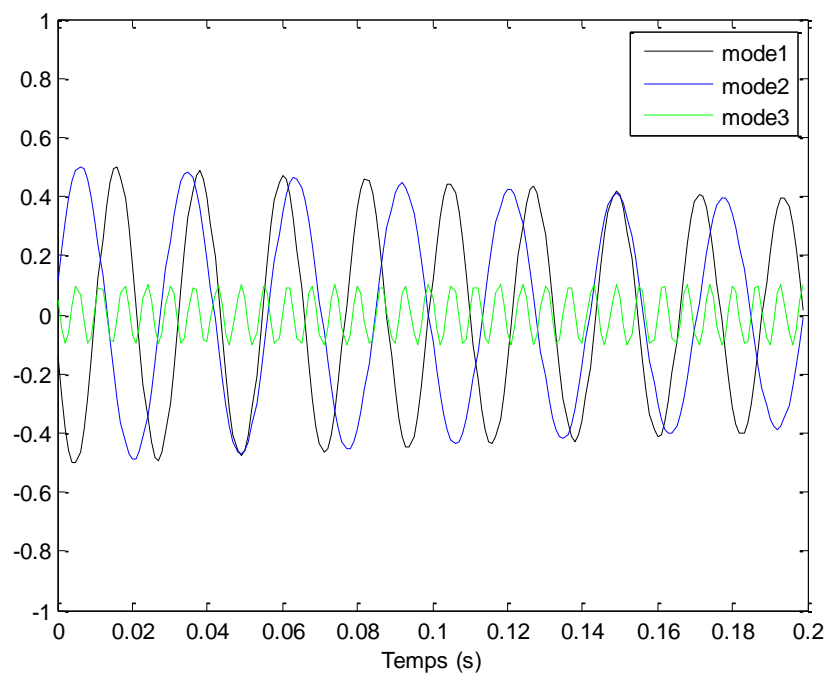


FIG. 3.9b Composantes modales estimées par MP,  $f_1=45$

## Conclusion :

Dans ce chapitre, on a montré que l'effet de la capacité équivalente du réseau sur le flux du transformateur de puissance peut être classé sous deux catégories en fonction de sa valeur :

- Si la capacité est faible, autour d'une dizaine de nano Farads, son influence sur la valeur finale du flux rémanent est négligeable et la stratégie de manœuvres contrôlées du transformateur avec flux rémanent peut être directement appliquée. Cette configuration est la plus générale et fait l'objet de l'étude des algorithmes du chapitre 4.
- Si la capacité est forte, soit au dessus de 100 nF, la stratégie de manœuvre contrôlée de la ligne compensée peut être appliquée avec l'équation (1.5) en suivant la même démarche sur les signaux de flux que dans la référence [30].

Pour la deuxième configuration, l'algorithme Matrix-Pencil est utilisé pour estimer la fréquence dominante. Cet algorithme peut aussi être utilisé pour estimer les autres paramètres de Prony comme les amplitudes, les amortissements et les phases initiales. On pourrait alors l'appliquer dans le cadre du calcul du flux rémanent par identification. Ce point sera discuté dans le chapitre 5.

## Chapitre 4 :

Applications des algorithmes de la manœuvre contrôlée du transformateur de puissance à vide



## Introduction

Ce chapitre présente le modèle complet du transformateur de puissance. A partir du modèle obtenu au chapitre 2, il faut encore prendre en compte les différents paramètres du disjoncteur : la dispersion mécanique, le préarc. Le facteur d'arrachement du disjoncteur n'est pas mis en jeu pour un transformateur de puissance à vide car comme expliqué au chapitre 2, le courant magnétisant à vide est très faible, un disjoncteur est capable de tout arracher même à son maximum.

Ainsi, un modèle du circuit de manœuvres de transformateur est complet, adapté aux applications de manœuvres contrôlées. Les implantations du modèle et des algorithmes dans le logiciel de simulations vont servir de support d'analyse pour étudier les performances suivant les trois stratégies de manœuvres de disjoncteur: l'ouverture aléatoire suivie de la refermeture contrôlée ; l'ouverture contrôlée suivie de la refermeture fixe et l'ouverture contrôlée suivie de la refermeture contrôlée.

### 4.1 Influence du temps mécanique et préarc

Les variations des temps de fonctionnement, des caractéristiques de préarc (pré-allumage) des disjoncteurs doivent être prises en considération, car cela reflète plus le cas réel.

#### 4.1.1 Disjoncteur idéal

Afin de séparer et d'évaluer les différentes influences sur le comportement d'un disjoncteur particulier, le concept d'un disjoncteur idéal est introduit. Ses caractéristiques sont :

- Il n'y a pas de variation des temps de fonctionnement donc pas de dispersion mécanique.
- Durant la fermeture, la caractéristique de tenue diélectrique de l'intervalle entre les contacts est une pente infinie aussi longtemps que les contacts ne se touchent pas et par conséquent il n'y a pas de préarc. L'instant de fermeture cible est toujours l'instant où les contacts se touchent, c'est-à-dire que c'est le même que l'instant de fermeture réel.
- Durant l'ouverture, la probabilité de réamorçage est nulle (ce terme sera précisé au paragraphe 4.1.3).

#### 4.1.2 Définition de la dispersion mécanique

Chaque disjoncteur réel possède une certaine variation de ses temps de fonctionnement, où la valeur absolue de la variation du temps de fermeture est habituellement plus grande que celle du temps d'ouverture (le temps d'ouverture est souvent inférieur à la moitié du temps de fermeture). Ces variations peuvent être

significatives pour les manœuvres contrôlées du transformateur. Différentes approches peuvent être utilisées pour réaliser des corrections.

Pour différents types de disjoncteurs, les variations des temps de fonctionnement avec les paramètres de fonctionnement peuvent être modifiées de manière considérable. Un passage en revue des valeurs typiques des variations des temps de fonctionnement pour différents types de disjoncteurs est donné dans [31]. En pratique, pour notre cas d'étude, nous ferons référence aux données des disjoncteurs fabriqués par Alstom Grid (cf. Annexe A1).

Il est important de faire une distinction entre les variations prévisibles et les variations purement statistiques pour les temps de fonctionnement. Les variations prévisibles sont les variations qui peuvent être prédites avec une précision suffisante par le contrôleur. Ce temps ne réduira pas l'efficacité de la manœuvre contrôlée. Ainsi, le temps d'opération d'un disjoncteur peut être exprimé par :

$$T_{\text{opération}} = T_{\text{nominal}} + \Delta T_{\text{prédiction}} + \Delta T_{\text{statistique}} \quad (4.1)$$

$T_{\text{nominal}}$  : temps de fonctionnement moyen pour des conditions de fonctionnement nominales qui est mesuré facilement et programmé par le contrôleur. C'est aussi la durée entre l'envoi de la commande et la fermeture effective hors préarc.

$\Delta T_{\text{prédiction}}$  : variation prévisible du temps de fonctionnement qui peut être corrigée par le contrôleur

$\Delta T_{\text{statistique}}$  : variation purement statistique du temps de fonctionnement qui ne peut pas être corrigée par le contrôleur

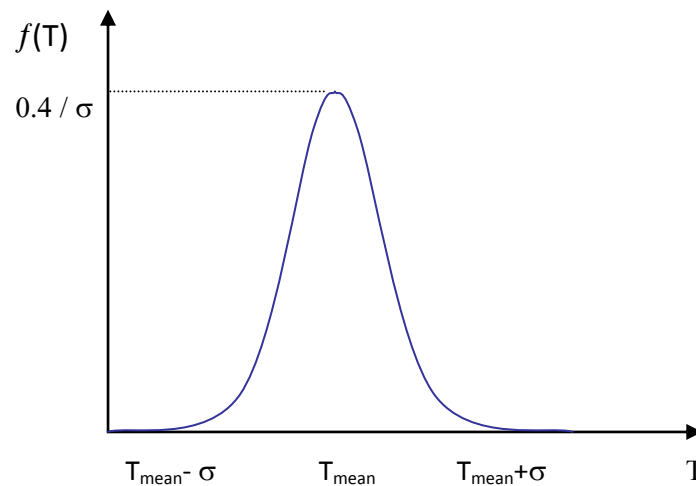


FIG. 4.1 Modèle de la dispersion mécanique du disjoncteur- loi normale

Ce temps statistique correspond à une certaine dispersion statistique naturelle des temps de fonctionnement. Elle apparaîtra, même pour des paramètres de fonctionnement

et des conditions ambiantes identiques, et le degré de dispersion dépend des paramètres de fonctionnement ambiants (par exemple la température ambiante et l'intervalle entre fonctionnements). La dispersion statistique des temps de fonctionnement présente une limitation naturelle vis-à-vis de l'utilisation de la manœuvre contrôlée. Evidemment, pour évaluer la performance de la stratégie de manœuvre, il est nécessaire de faire des simulations multiples pour analyser statistiquement l'impact de la dispersion.

Les constructeurs décrivent la dispersion par la loi normale avec un écart type  $\sigma_{\text{mech}}$  (figure 4.1) et elle peut être estimée par la réalisation de manœuvres dans des conditions de fonctionnement identiques à celles qui apparaissent en exploitation. La dispersion maximale peut être approchée par  $\Delta T_{\text{statistique}} = 3 \sigma_{\text{mech}}$ .

#### 4.1.3 Comportement au réamorçage des disjoncteurs

Pour un intervalle entre contacts donné, il existe un certain niveau de tension pour lequel l'intervalle provoquera un amorçage et pour lequel un courant sera initié. Dans le cas où l'arc n'est pas pris en considération, une première approximation peut être un accroissement linéaire du niveau de la tension d'amorçage avec une longueur de l'intervalle après la séparation des contacts. En connaissant les caractéristiques de déplacement des contacts du disjoncteur, ceci peut être directement lié au temps comme la vitesse d'accroissement de la rigidité diélectrique (RRDS pour Rate of Rise of Dielectric Strength).

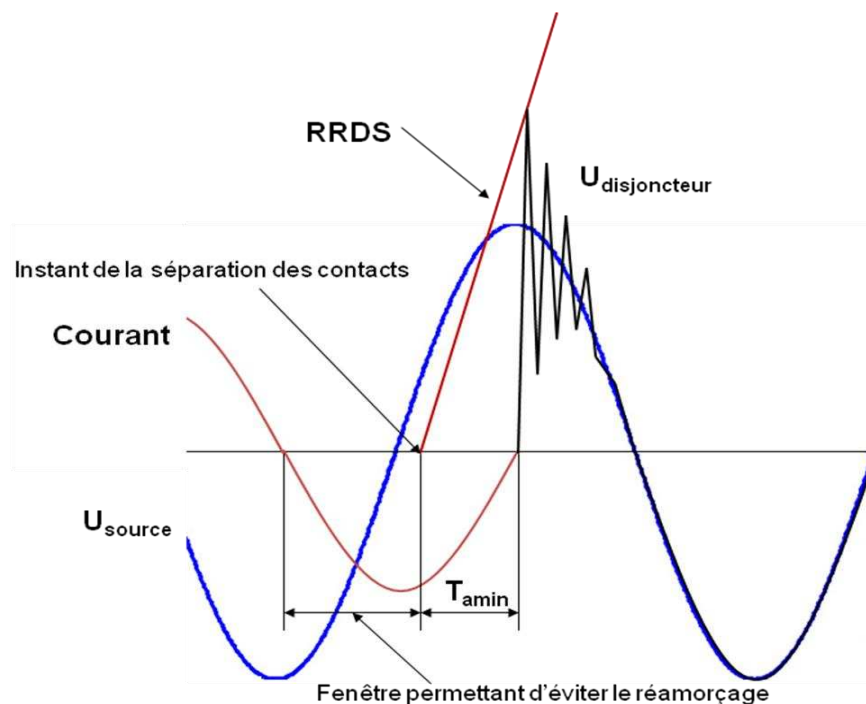


FIG.4.2 Définition du temps d'arc minimum pour une mise hors tension

Lors de la coupure des faibles courants inductifs pour un transformateur, il existe une certaine probabilité de réamorçage puisque l'intervalle entre contacts au zéro de

courant peut ne pas être suffisant pour supporter les tensions de rétablissement. Il y a l'échec de coupure et le courant sera rétabli si la tension rétablie traversant le disjoncteur est supérieure à la tension de tenue (RRDS). Tous les disjoncteurs possèdent une forte probabilité de réamorçage pour des temps d'arc inférieurs à une valeur minimum,  $T_{amin}$  (voir la figure 4.2). Puisque l'évitement de la fenêtre de réamorçage est le critère principal qui permet une élimination des réamorçages, l'instant optimum pour la séparation des contacts vis-à-vis de réamorçage n'est pas unique. Tant que le temps d'arc peut être contrôlé de telle manière qu'il dépasse  $T_{amin}$ , la probabilité de réamorçage est très faible.

#### 4.1.4 Caractéristique des préarcs

La rigidité diélectrique d'un milieu isolant représente la valeur maximum du champ électrique que le milieu peut supporter avant le déclenchement d'un arc électrique. Dans le cas d'un disjoncteur, c'est la valeur maximale de champ qui peut être supportée avant l'amorçage de l'arc. La tension aux bornes du disjoncteur associée est appelée aussi « tension de claquage ».

En négligeant la pression du gaz, la distance entre les contacts en fonction du temps  $t$  peut être obtenue par :

$$d = d_0 - vt \quad (4.1)$$

Où,

$d$  : distance entre les contacts ;

$d_0$  : distance lorsque le disjoncteur est ouvert;

$v$  : vitesse de fermeture du disjoncteur.

Soit  $U_{cb}$  la tension aux bornes du disjoncteur, le champ électrique entre les contacts  $E$  peut être calculé à partir de l'équation (4.1):

$$E = \frac{U_{cb}}{d} = \frac{U_{cb}}{d_0 - vt} \quad (4.2)$$

Soit  $E_{rd}$  la rigidité diélectrique, nous avons l'amorçage dès que  $E = E_{rd}$ . Soit  $U_{claquage}$  la tension de claquage, nous obtenons:

$$U_{claquage} = E_{rd} (d_0 - vt) \quad (4.3)$$

Ainsi, lorsque les contacts sont près de se toucher durant le mouvement de fermeture, la valeur moyenne de la décroissance de la tension de tenue peut être déterminée de manière approchée par une fonction linéaire du temps. La pente est proportionnelle à la valeur moyenne de la vitesse de fermeture (cf. équation (4.3)) et la pression du gaz des disjoncteurs à soufflage de gaz.

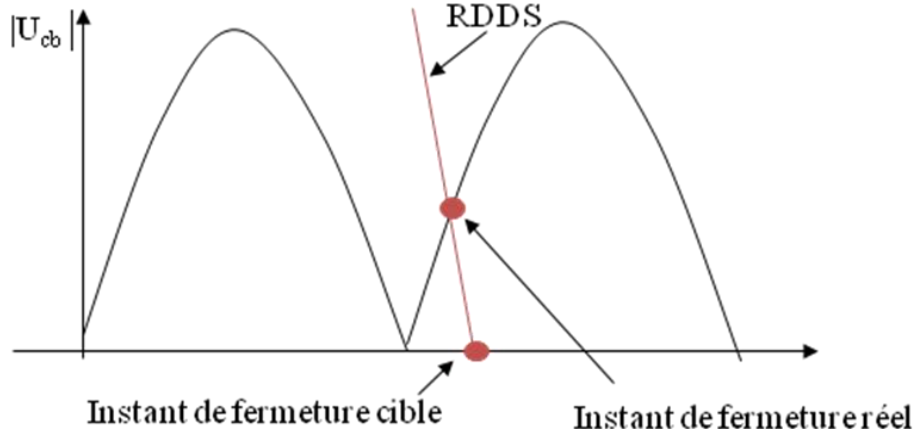


FIG. 4.3 Caractéristique de préarc schématique d'un disjoncteur

L'instant de fermeture  $t_{\text{fermeture}}$  correspond à l'instant où la tension à travers le disjoncteur dépasse la tenue diélectrique de l'intervalle entre contacts. Cette tension est donnée en valeur absolue puisque les effets de la polarité peuvent être négligés comme le montre la figure 4.3. En résolvant l'équation (4.4) pour  $t$ ,  $t_{\text{fermeture}}$  peut être obtenu.

$$|U_{cb}(t)| = -S_o(t - t_{\text{cible}}), t \leq t_{\text{cible}} \quad (4.4)$$

$|U_{cb}(t)|$  : valeur absolue de la tension à travers le disjoncteur,

$S_o$  : pente nominale de la vitesse de décroissance de la rigidité diélectrique (RDDS pour Rate of Decrease of Dielectric Strength),

$t_{\text{cible}}$  : point cible c'est-à-dire l'instant où les contacts se touchent.

La pente peut être exprimée en fonction du taux d'accroissement de la tension au passage du zéro.

$$S_o = k_o \frac{dU_{cb}(t)}{dt}, t = t_o \quad (4.5)$$

Dans le cas d'une onde sinusoïdale,  $S_o = k_o \hat{U} \omega$  avec  $\omega$  la fréquence d'oscillation en radian/seconde,  $\hat{U}$  la valeur crête de la tension phase terre du réseau et  $k_o$  la valeur normalisée de la vitesse de décroissance de la rigidité diélectrique,  $k_o = 1$  pour  $S_o = \hat{U} \omega$ .

Pour le disjoncteur idéal,  $S$  est infini. Les valeurs pratiques typiques de  $S$  sont comprises dans la plage de 35kV/ms à 100 kV/ms par chambre de coupure. La tenue réelle de l'intervalle entre contacts est une propriété statistique et possède une certaine dispersion. Ceci peut être résumé par :

$$S = S_o \pm \Delta S, \quad k = k_o \pm \Delta k \quad (4.6)$$

#### 4.1.5 Effet combiné du temps mécanique et préarc

Dans le cas d'une fermeture contrôlée, le contrôleur doit prendre en considération le temps de préarc. Comme celui-ci dépend aussi bien des caractéristiques diélectriques d'un disjoncteur particulier que de l'instant du toucher des contacts, la variation mécanique doit être incorporée dans toute prédiction du temps de pré-arc. Le point cible nominal doit être optimisé en prenant en compte les variations mécaniques.

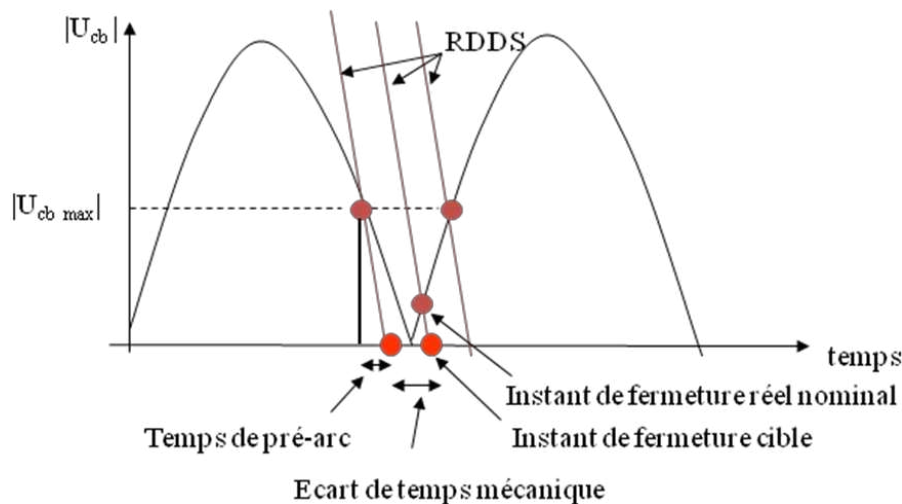


FIG. 4.4a Caractéristique de préarc et de variation mécanique pour la cible du zéro de tension

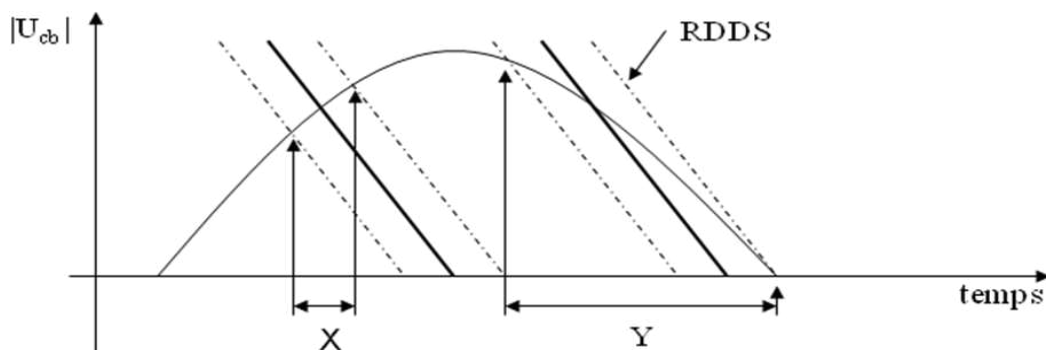


FIG.4.4b Effets combinés de l'écart de temps d'opération et de préarc suivant la montée ou la descente de tension

La figure 4.4a montre le cas de la fermeture au zéro de tension, les instants de fermeture qui résultent d'une variation mécanique du temps de fermeture et du comportement au préarc sont clairement indiqués. Chacune des valeurs de la tension qui se trouve à l'intérieur d'une plage limitée par les lignes externes peut apparaître comme la tension de fermeture réelle. Les variations de RDDS sont négligées ici car ces variations statistiques peuvent être prises en compte dans celles de la dispersion mécanique.

Pour cela, le point cible nominal doit être réglé de telle manière que la symétrie des tensions de fermeture soit obtenue du côté de la pente descendante et de la pente

montante. A partir de cette courbe, il paraît évident qu'une légère déviation du toucher des contacts cible vers la gauche résulte en un doublement de la tension de fermeture maximum, tandis qu'une légère déviation vers la droite ne modifiera la tension de fermeture maximum que de manière très légère. Ceci illustre l'importance du choix de tension cible sur la montée ou la descente de la forme de tension en cas de fermeture à tension non nulle.

La figure 4.4b met cette différence de choix de tension cible en évidence. Pour un même écart de temps mécanique, la fermeture sur une montée absolue de tension produit un écart X sur le moment réel de fermeture, alors que la fermeture sur une descente produit un écart Y plus grand. Il faut donc viser la phase montante.

#### 4.1.6 Modélisation du disjoncteur dans le circuit

Le disjoncteur idéal peut être modélisé simplement par un interrupteur idéal avec l'instant de l'ouverture ou de la fermeture et le niveau d'arrachement. Dans notre cas d'étude, nous sommes intéressés par les scénarios de ré-enclenchement, il est donc utile de prendre deux interrupteurs idéaux en parallèle : un interrupteur fermé en régime établi pour ouvrir ; un interrupteur ouvert pour refermer immédiatement après.

Compte tenu des effets de dispersion mécanique sur les opérations des disjoncteurs, il est nécessaire d'introduire la notion de l'interrupteur statistique. L'interrupteur statistique n'est pas un composant électrique réel mais seulement un modèle associé avec des paramètres susceptibles d'être modifiés statistiquement. Sous EMTP, le composant interrupteur est donc rattaché à un fichier qui décrit un nombre donné de possibilités des instants d'ouverture et de refermeture. EMTP charge automatiquement ces paramètres pour chaque simulation et lance des simulations multiples. Les données dans le fichier sont générées aléatoirement par des outils mathématiques extérieurs comme Matlab. Nous décrirons plus en détails comment générer ce fichier au paragraphe 4.2.4.

## 4.2 Algorithmes pour différentes stratégies de manœuvre contrôlée

Comme mentionné au chapitre 1, on décrit ici d'une manière plus précise l'enclenchement à des instants déterminés par la valeur du flux rémanent dit « la stratégie de la refermeture contrôlée », l'enclenchement à des instants fixes en contrôlant l'instant d'ouverture du disjoncteur dit « la stratégie de l'ouverture contrôlée » et finalement, une stratégie dite « optimale » qui fait la combinaison des deux stratégies précédentes, l'ouverture contrôlée suivie de la refermeture contrôlée.

Il est important d'indiquer que tous les scénarii des simulations sous EMTP sont réalisés en cas de ré-enclenchement du transformateur : le système est en régime établi au

début de simulation puis le disjoncteur referme très vite après son ouverture. La durée de l'ouverture est de l'ordre de 100 ms. Dans l'industrie, cette manœuvre est très fréquente durant le cycle de vie du transformateur.

#### 4.2.1 Refermeture contrôlée

Lors de la mise sous tension d'un transformateur possédant un flux rémanent, l'apport du flux généré par l'arrivée de la tension dépend du moment d'enclenchement et de la forme d'onde de la tension du réseau. Pour le transformateur de puissance à vide, le principe de la stratégie de la refermeture contrôlée en tenant compte du flux rémanent sur une phase est de mettre sous tension le transformateur quand le flux dynamique est égal au flux rémanent comme indiqué sur la figure 4.5a.

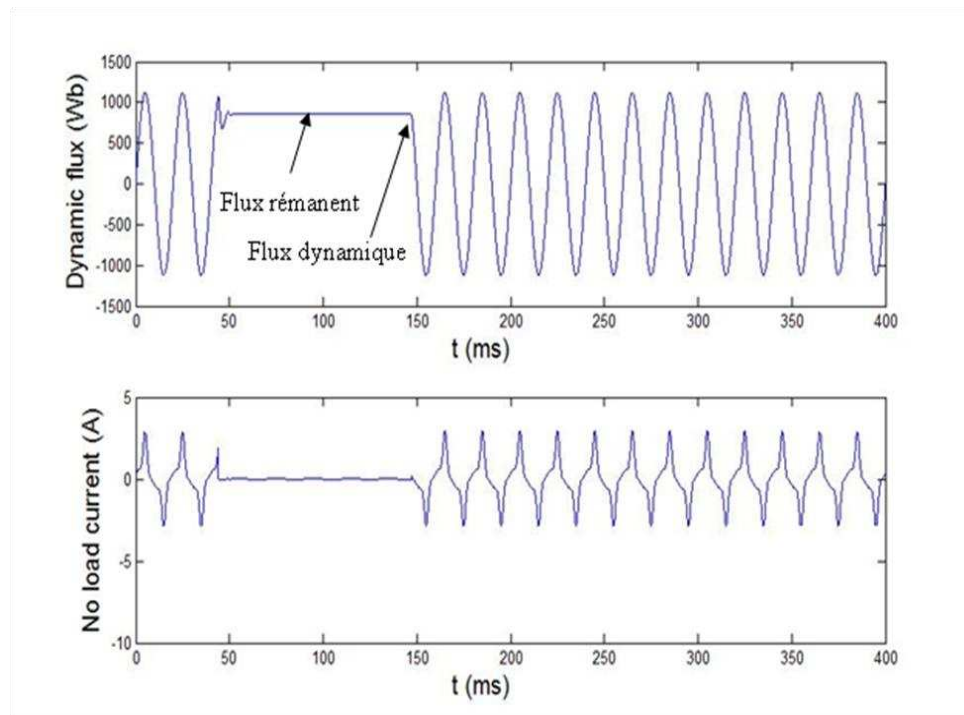


FIG. 4.5a. Fermeture contrôlée idéale : flux dynamique et le courant magnétisant à vide

Cet instant de fermeture est bien l'instant optimal. Il n'y a pas de courant d'appel si la fermeture se fait exactement à cet instant, le courant de magnétisation après la mise sous tension est identique au courant de magnétisation en régime établi.

Les calculs avec la valeur absolue donnent l'instant de fermeture cible choisi sur la courbe de tension lorsque la tension  $v$  est égale à :

$$v = V * \left( \frac{\sqrt{2}}{\sqrt{3}} \right) * \sin(\alpha) \quad (4.7)$$

$$\alpha = \arccos \left( \left| \varphi_r * \left( \frac{\sqrt{3}}{V * \sqrt{2}} \right) \right| * \omega \right)$$



$V$  est la tension rms entre phases en Volt,  $\phi_r$  est le flux rémanent en Weber et  $\omega = 2\pi f$  fait intervenir la fréquence du réseau.

Avec le temps de préarc comme décrit au paragraphe 4.1.3, la fermeture réelle se passe plus tôt par rapport à l'instant cible. Cet erreur peut être corrigée si on met un instant de fermeture cible plus tard avec l'écart correspondant au temps de préarc. De plus, en tenant compte de l'effet combiné de l'écart de temps mécanique et le préarc décrit dans le paragraphe 4.1.4, il faut fermer le disjoncteur sur une montée de tension pour avoir plus de précision. Ainsi, nous obtenons l'équation de calcul de l'instant de fermeture  $t_{opt}$  à partir de l'équation (4.7):

$$\begin{aligned} \text{Si } \phi_r > 0, \\ t_{opt} &= (\pi - \arccos(v / V * \sqrt{3} / \sqrt{2})) / \omega + v / R_{DDS} \\ \text{Si } \phi_r < 0, \\ t_{opt} &= -\arccos(v / V * \sqrt{3} / \sqrt{2}) / \omega + v / R_{DDS} \end{aligned} \quad (4.8)$$

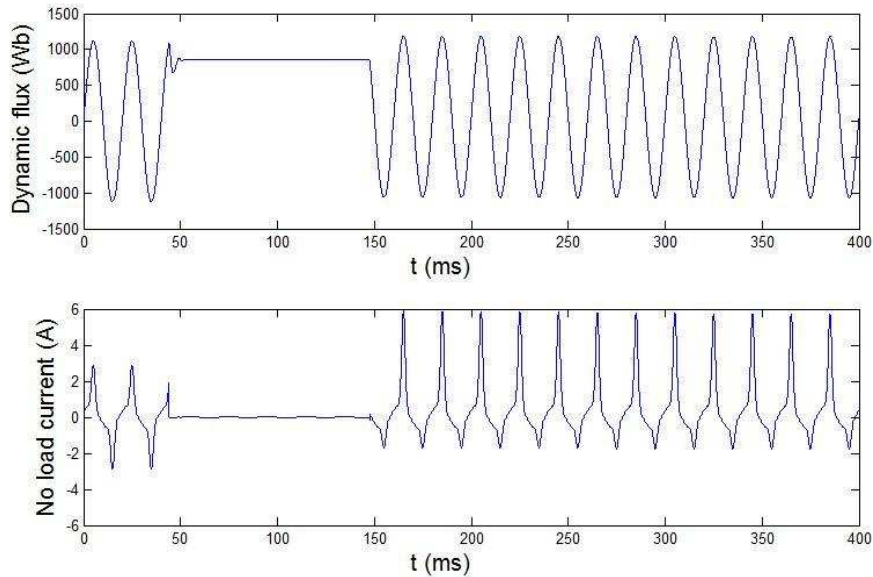


FIG. 4.5b Cas d'exemple de refermeture contrôlée en présence de temps mécanique et RDDS

En cas de refermeture,  $t_{opt}$  doit être compté quelques périodes à partir du premier passage à zéro de tension après la mise hors tension. Le nombre de périodes dépend de l'instant où la commande de refermeture est reçue par le contrôleur. La figure 4.5b donne un exemple de la refermeture contrôlée, pour un transformateur monophasé, utilisant les équations (4.7) et (4.8) avec un temps mécanique à 0.3ms. Le flux visé se trouve bien dans la partie descendante du flux dynamique, ce qui signifie que la tension est dans la phase montante, l'impact de la dispersion et du préarc est déjà diminué mais cette petite variation sur l'instant de refermeture réelle peut déjà augmenter le courant après la mise sous tension du transformateur. Si le disjoncteur n'est pas assez précis, il sera possible de rencontrer des cas extrêmes dans lesquels le courant d'appel dépasse le courant nominal de ligne.

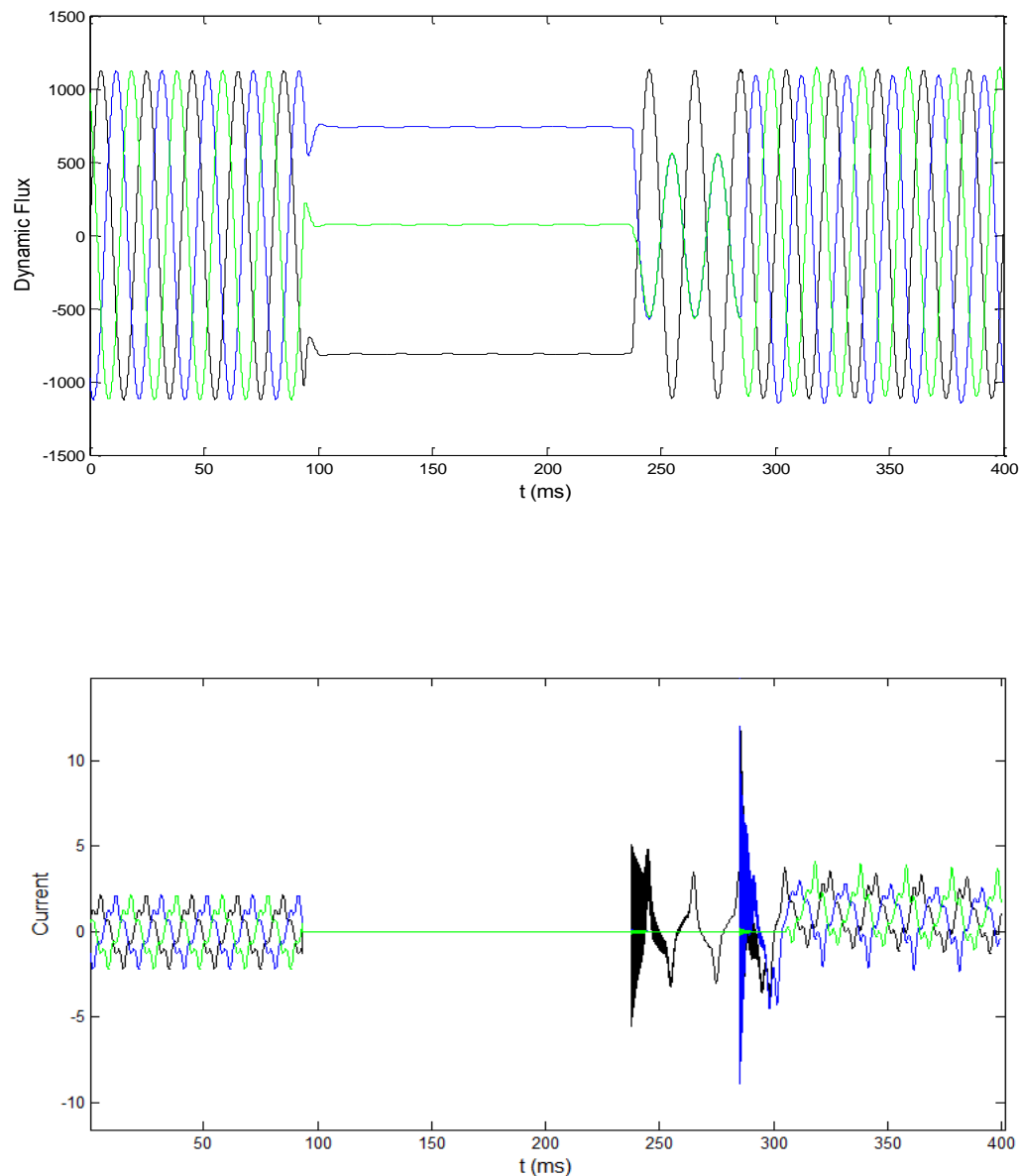


FIG. 4.5c. Refermeture contrôlée avec flux rémanent : courbes de flux (en haut) et courant à vide (en bas)

Pour les transformateurs triphasés, dès qu'une phase est alimentée, les flux rémanents des deux autres phases sont éliminés rapidement en quelques cycles [3]. Les simulations pour chaque nouvelle installation permettent de déterminer avec précision la valeur exacte du délai, en prenant en compte les limitations du réseau et les contraintes appliquées pour une telle opération. Sous cette condition, pour la première phase à refermer, le choix de la phase ayant le flux rémanent le plus élevé est avantageux. Ceci permet l'enclenchement du transformateur à un niveau de tension moins élevé, ce qui impose moins de stress diélectrique au transformateur au moment de la mise sous tension.

L'instant de fermeture sur cette phase est donc calculé à partir des équations (4.7) et (4.8) comme décrit ci-dessus. Les deux dernières phases sont fermées avec un retard de quelques demi-cycles après le passage par zéro de la première phase. En théorie, il est possible de fermer ces deux phases simultanément. Mais avec la présence de la dispersion mécanique, il existe toujours un faible écart entre les fermetures réelles des deux phases. Pour éviter le transit créé par cette durée extrêmement courte, il est plus prudent de fermer ces deux phases l'une après l'autre, avec un délai d'une période, en attendant que la deuxième phase alimentée soit stabilisée. La figure 4.5c montre les courbes de flux et de courants d'un cas typique de refermeture contrôlée du transformateur triphasé YgΔ (voir détails en partie 3). Nous observons que dès que la première phase (ligne noire) est alimentée, les deux autres phases tendent à osciller en phase entre elles mais en opposition de phase avec la première phase alimentée, avant qu'elles soient elles-mêmes connectées. Dans cette configuration, on note un retard de 2 cycles entre la première et la deuxième phase alimentée. Cependant, dans un cas réel, un délai de  $4\frac{1}{2}$  cycles a été utilisé avec succès [13].

Pour les transformateurs à trois bancs monophasés sans connexion triangle, sans couplage, même une phase est alimentée, les flux rémanents des deux autres phases persistent. Ainsi la technique utilisée pour le calcul de l'instant optimal peut être appliquée pour chacune des phases individuellement. Il n'y a pas de retard puisque les trois instants optimaux sont indépendants.

#### 4.2.2 Ouverture contrôlée

L'enclenchement basé sur une ouverture contrôlée est une solution intermédiaire dans le cas où le flux rémanent ne peut pas être mesuré. Deux conditions sont nécessaires pour cette solution :

- (i) la capacité de répartition du disjoncteur est très petite ;
- (ii) certains instants sont éliminés afin d'éviter les réamorçages.

Avec l'arrachement du courant magnétisant, il n'y a pas de temps d'arc. Le transformateur peut être mis hors tension à tout moment afin de choisir le flux rémanent désiré. Plus particulièrement, la méthode est d'ouvrir le disjoncteur quand le courant magnétisant est à son maximum puis refermer le disjoncteur au passage à zéro de tension, ce qui diminue le stress diélectrique appliqué au transformateur. L'algorithme correspondant est très simple et peut être adapté à tout type de transformateur sans avoir à mesurer la tension du côté du transformateur. Soient,

$$t_{\text{ouverture}} = \frac{T_{\text{zéro}}}{2} - \frac{\theta_0}{\omega} \quad (4.9)$$

$$t_{\text{fermeture}} = t_{\text{ouverture}} + NT_{\text{zéro}} \quad (4.10)$$

avec  $u_{\text{source}} = \hat{U} \cos(\omega t + \theta_0)$  où,

$\theta_0$  : phase initiale pour la source ;

$\hat{U}$  : valeur crête de la tension de source ;

$NT_{\text{zéro}}$ : intervalle de temps requis en relation avec le passage à zéro, N doit être assez grand pour que le flux rémanent se stabilise pendant cette durée.

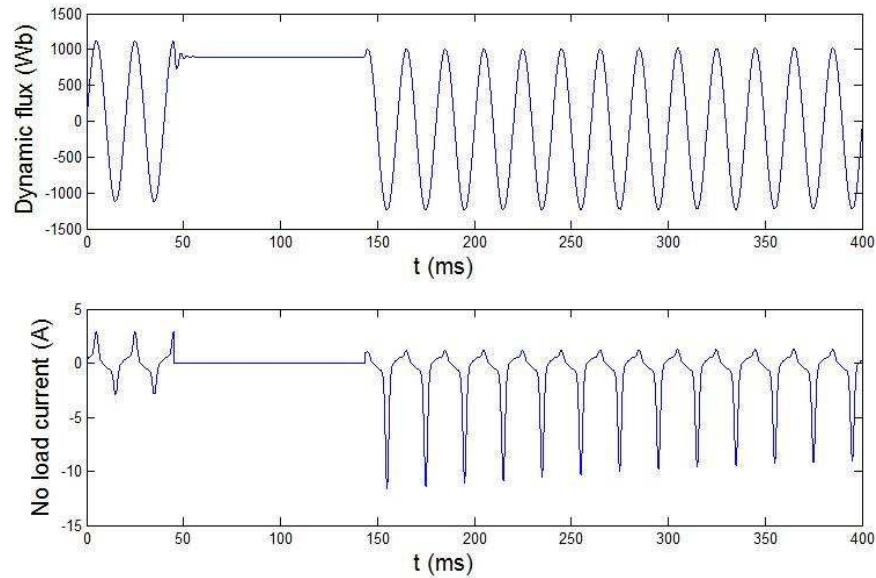


FIG. 4.6a. Cas typique : une ouverture contrôlée suivie par une refermeture fixe

La figure 4.6a montre, sur une phase, la courbe du flux dynamique et la courbe du courant magnétisant à vide d'un cas typique de l'ouverture au zéro de la tension en contrôlant l'instant de l'ouverture au maximum de courant. Un écart de temps mécanique inférieur à 1ms est introduit dans ce cas. Le flux rémanent atteint 80% du flux maximal. L'instant de refermeture est fixé quelques cycles après, toujours au zéro de tension.

Dans le cas triphasé, quand deux phases sont ouvertes, nous retrouvons le cas similaire de la refermeture retardée : deux phases non alimentées oscillent simultanément en opposition de phase avec la dernière phase alimentée. Les flux rémanents sont ainsi principalement déterminés par l'ouverture de la dernière phase. Il est donc cohérent d'ouvrir d'abord deux phases dès qu'on reçoit l'ordre de l'ouverture, puis ouvrir la dernière phase avec le maximum de flux dans plus de  $4\frac{1}{2}$  cycles comme pour la stratégie de la refermeture contrôlée. Ensuite, pour la mise sous tension du transformateur, la phase qui a été démagnétisée en dernier doit être réalimentée en premier au zéro de tension, puis, on referme les deux autres phases de la même façon que la refermeture contrôlée (voir le paragraphe 4.2.2). La figure 4.6b montre donc les exemples de courbes de la stratégie de l'ouverture contrôlée.

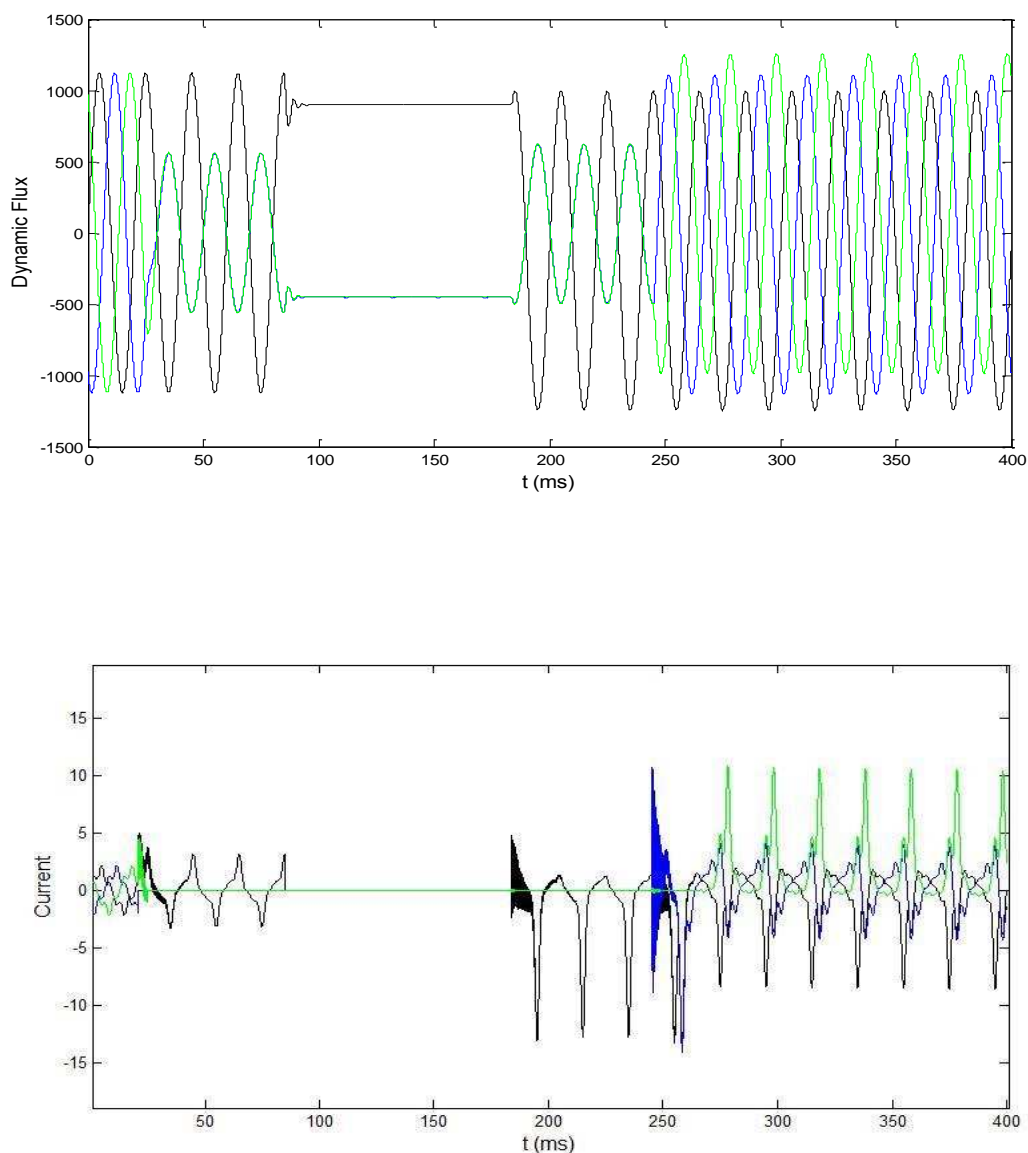


FIG. 4.6b Ouverture contrôlée suivie de refermeture fixe : courbes flux (en haut) et courant à vide (en bas)

### 4.2.3 Stratégie optimale

Les ouvertures aléatoires du disjoncteur peuvent induire des valeurs de flux rémanent très variées. Avec la théorie de l'instant de fermeture optimal, l'instant visé peut se trouver sur tous les points de la courbe de tension. Or, l'influence de préarc et de la dispersion mécanique montre que plus l'instant visé est près du zéro de tension, plus l'écart entre l'instant visé et l'instant réel est minimisé. Donc, s'il est possible de contrôler l'ouverture du disjoncteur, il existe une solution optimale en combinant l'ouverture contrôlée et la refermeture contrôlée. La figure 4.7 illustre les courbes de flux et courant d'un cas d'exemple de la stratégie optimale sur un transformateur  $Yg\Delta$ .

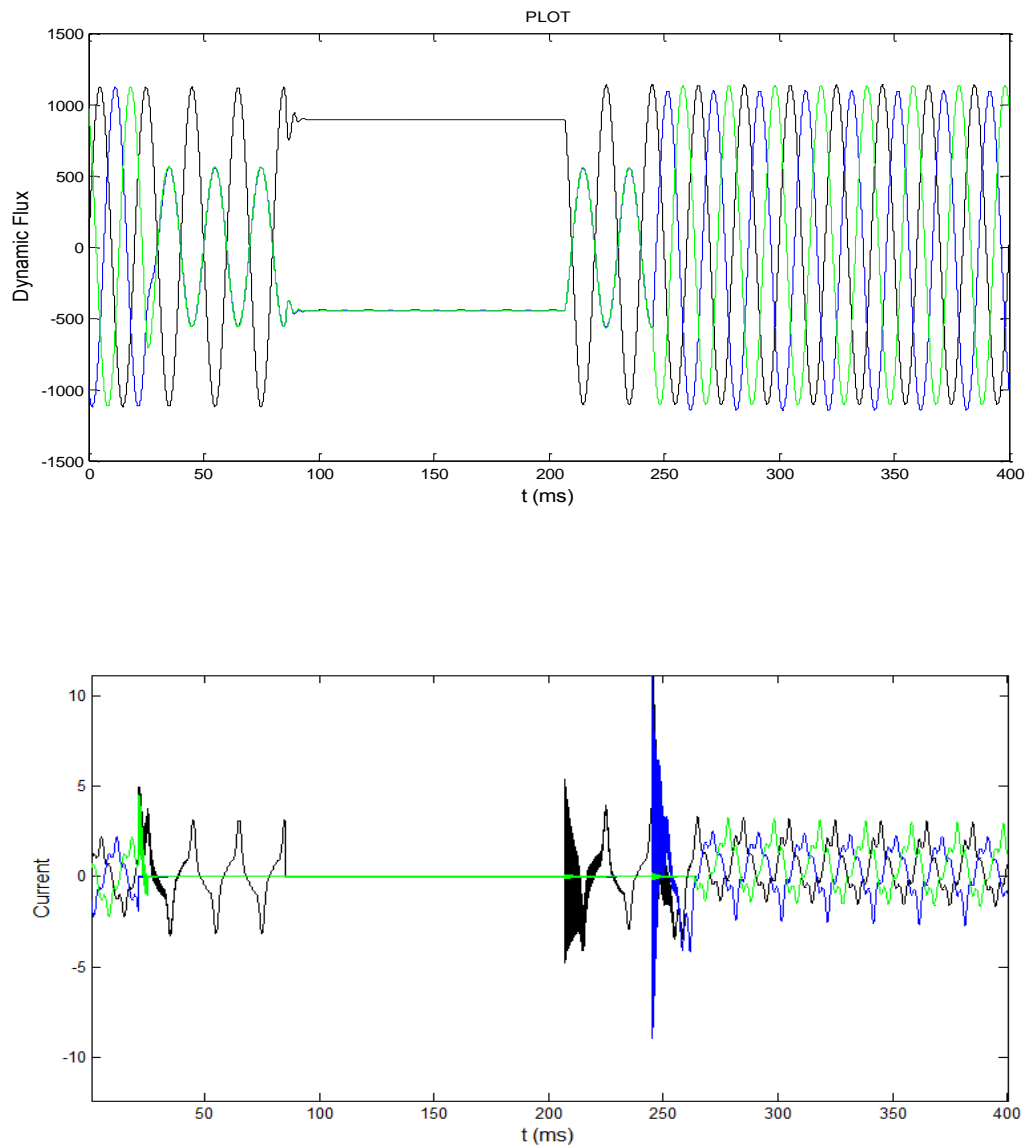


FIG. 4.7 Ouverture contrôlée suivie de refermeture contrôlée : Courbes flux et courant à vide

Or, en pratique, le contrôle de la mise hors tension du transformateur n'est pas toujours accessible. La stratégie de refermeture contrôlée en tenant compte du flux rémanent est donc la solution la plus intéressante pour les applications industrielles.

#### 4.2.4 Implantation des algorithmes sous EMTP

Le simulateur EMTP offre la possibilité d'utiliser des langages scripts [20]. Ces derniers permettent de faire des études personnalisées: ils sont utilisés pour gérer l'ensemble des éléments et pour manipuler les données.

Le langage JavaScript enrichi de méthodes spécifiques à EMTP permet d'accéder à n'importe quel élément sur un circuit. Ce langage est utilisé pour afficher les

formulaire de tous les éléments qui sont modifiables par l'utilisateur. Il est aussi possible de lancer une simulation à partir du JavaScript et de récupérer les résultats puis réaliser des calculs à partir de ces résultats.

Néanmoins, le langage JavaScript n'est pas performant pour les calculs scientifiques, nous faisons donc appel à Matlab pour générer toutes les données aléatoires selon le nombre de simulations multiples à introduire dans le code JavaScript.

Le diagramme décrivant le processus de simulation est donné par la figure 4.8.

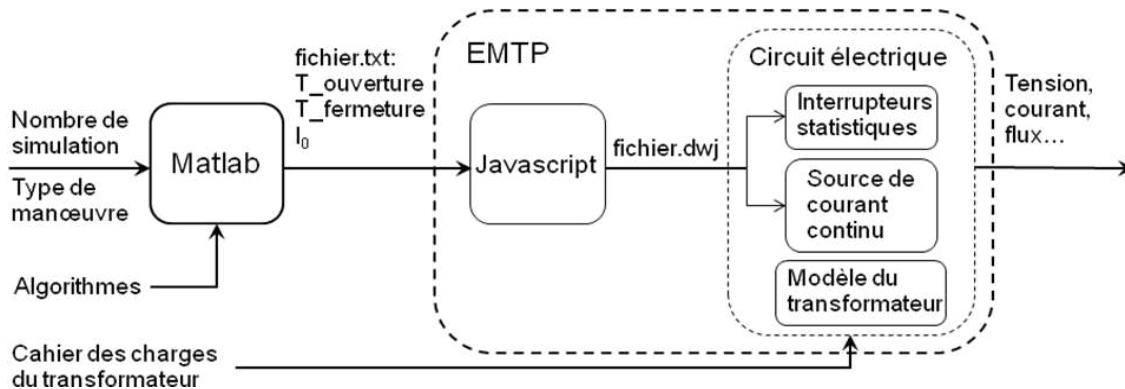


FIG. 4.8 Processus de simulation de manœuvre du transformateur

L'implantation des algorithmes de manœuvres contrôlées du transformateur de puissance avec les analyses statistiques est composée de trois étapes :

- 1) Conception d'un modèle de transformateur de puissance sous EMTP ;
- 2) Ecriture des algorithmes de manœuvre contrôlée sous Matlab ;
- 3) Codage sous JavaScript.

L'étape 1 est basée sur l'étude de modélisation du transformateur présentée dans le chapitre 2. Le transformateur doit être intégré dans un circuit électrique. Les caractéristiques du transformateur sont décrites par son cahier des charges fourni par le constructeur ou par le rapport d'essais. Sachant que le flux est le paramètre clé à simuler, la courbe du flux en fonction du courant doit être nécessairement connue préalablement.

Dans l'étape 2, nous sommes amenés à programmer sous Matlab les algorithmes dédiés à différents types de manœuvres du transformateur modélisé dans l'étape 1. Les instants d'ouverture, de refermeture et les sources de courant continu  $I_0$  (voir paragraphe 2.4.2) sont générés puis écrits dans un fichier texte extérieur. Le modèle statistique du disjoncteur est introduit à ce stade pour le calcul des instants : les temps mécaniques sont générés aléatoirement et s'ajoutent aux instants de l'ouverture et de refermeture cibles issus de l'algorithme.

L'étape 3 a pour objet de relier le circuit électrique modélisé dans l'étape 1 et les entrées définies dans l'étape 2. Le programme JavaScript va lire les données du fichier texte, les charger dans chaque élément du circuit correspondant, lancer une simulation, enregistrer les courbes de tension, courant, flux à chaque point de mesure, puis recommencer automatiquement s'il s'agit de simulations multiples.

### 4.3 Simulations multiples de manœuvres contrôlées du transformateur de puissance à vide et analyses statistiques

#### 4.3.1 Modèle global construit sous EMTP avec applications numériques

La configuration du réseau simulée par EMTP est décrite par la figure 4.9. On considère un transformateur de groupe qui est alimenté par le réseau simulé par une source.

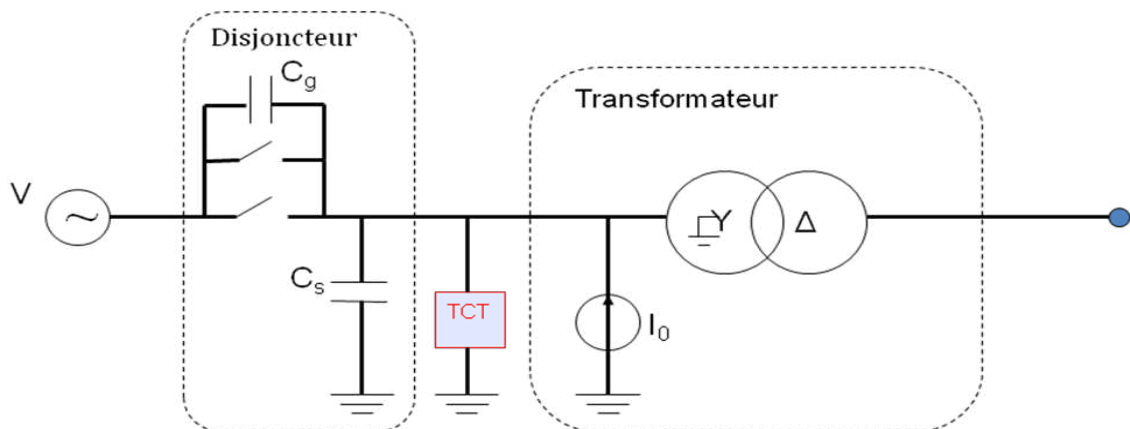


FIG. 4.9 Schéma équivalent d'un circuit du transformateur  $Yg\Delta$  avec transformateur capacitif de tension

#### Caractéristiques de la source

- Tension nominale du réseau  $U_n$ : 432kV
- Fréquence nominale du réseau  $f$ : 50Hz

#### Caractéristiques du disjoncteur

Afin de reproduire le comportement statistique du disjoncteur, celui-ci est modélisé par deux interrupteurs statistiques (l'ouverture et la refermeture). Les variations des temps de manœuvres sont supposées suivre la loi normale, avec  $\sigma_1 = 0.5\text{ms}$  (écart type) pour la fermeture et  $\sigma_2 = 0.05\text{ms}$  pour l'ouverture. Les instants effectifs d'opérations mécaniques sont situés respectivement dans les intervalles de  $\pm 1.5\text{ms}$  et  $\pm 0.15\text{ms}$  autour



de leur cible prédéfinie (valeur moyenne) dans 98% des cas (ce qui correspond à un disjoncteur extrêmement précis).

La tenue diélectrique de l'intervalle inter-pôles est modélisée par sa pente de rigidité diélectrique (RDDS). Dans l'ensemble des simulations, sa pente est supposée égale à 171kV/ms, cette valeur étant fournie par Alstom Grid.

La capacité de répartition et la capacité de parasite équivalentes du disjoncteur sont respectivement de 20pF et 1nF.

### Caractéristiques du transformateur de puissance

- Puissance nominale  $S_n$ : 290MVA
- Tension nominale  $U_n$  : 432/16kV
- Couplage :  $Yg\Delta$
- Courant nominal  $I_n$  : 388/10465A 1  $I_n$  = 1pu
- Tension de court-circuit : 14.6%
- Pertes à  $I_n$  : 704.4kW
- Courant à vide : 0.31%  $I_n$
- Pertes à vide : 178.6kW
- Courbe de saturation :

| Courant (% pu) | Flux (% pu) |
|----------------|-------------|
| 0.05           | 75          |
| 0.11           | 87.5        |
| 0.17           | 93.75       |
| 0.31           | 100         |
| 0.67           | 106.25      |

### Modèles des transformateurs de mesure

Pour la mesure des tensions côté ligne du disjoncteur, trois transformateurs monophasés ont été connectés entre le disjoncteur et le transformateur. C'est le transformateur capacitif de tension (TCT), très classique en réseaux HT/THT. Il est

constitué d'un transformateur inductif et d'un diviseur capacitif de tension qui est exposé au chapitre 5, ses paramètres sont donnés en Annexe A2.a.

### 4.3.2 Résultats statistiques

Pour effectuer des études statistiques afin d'analyser la performance des stratégies vis-à-vis des caractéristiques mécaniques du disjoncteur, quatre groupes de simulations multiples ont été réalisés :

- i) Ouverture aléatoire et refermeture aléatoire (cas de base);
- ii) Ouverture aléatoire et refermeture contrôlée (cf. paragraphe 4.2.1);
- iii) Ouverture contrôlée et refermeture fixe (cf. paragraphe 4.2.2);
- iv) Ouverture contrôlée et refermeture contrôlée (cf. paragraphe 4.2.3).

Avec 100 simulations par groupe, nous cherchons le maximum en valeur absolue de courant pour quantifier le courant d'appel au moment de mise sous tension. Le tableau suivant montre les moyennes et les médianes de courants d'appel de chaque groupe :

TABLEAU 2

| Type de manœuvre | i     | ii    | iii   | iv    |
|------------------|-------|-------|-------|-------|
| Moyenne (pu)     | 1.590 | 0.070 | 0.119 | 0.052 |
| Médiane (pu)     | 1.565 | 0.028 | 0.068 | 0.027 |

Il est évident que, avec ce modèle de transformateur et disjoncteur, les manœuvres contrôlées permettent de réduire significativement le courant d'appel. Les taux de réduction en termes de moyenne par rapport aux manœuvres aléatoires sont respectivement de 4.4%, 7.5% et 3.3% pour les trois stratégies de manœuvres contrôlées ii), iii) et iv). Les histogrammes figurant ci-dessous (figures 5.10a-d.) permettent de visualiser la répartition des valeurs extrêmes des courants après le ré-enclenchement suivant les simulations. Il est intéressant de remarquer que, en comparant les moyennes, les médianes du tableau et les histogrammes, la solution de refermeture contrôlée en tenant compte du flux rémanent possède une performance comparable à celle de la stratégie optimale. Ce qui est important pour les applications industrielles : dans le cas où il est difficile de contrôler la mise hors tension du transformateur de puissance, cette manœuvre n'est plus nécessaire. Il suffit de contrôler sa mise sous tension pour obtenir un bon gain de réduction du courant d'appel. Le domaine d'application de la manœuvre contrôlée devient plus large.

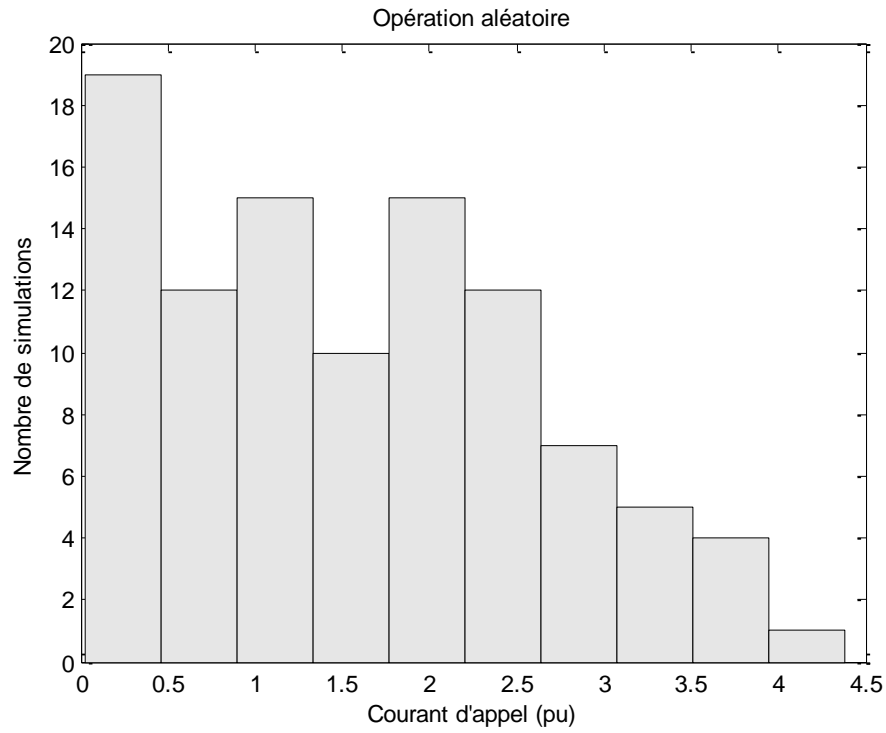


FIG. 4.10a Histogramme pour 100 simulations de la manœuvre aléatoire du transformateur

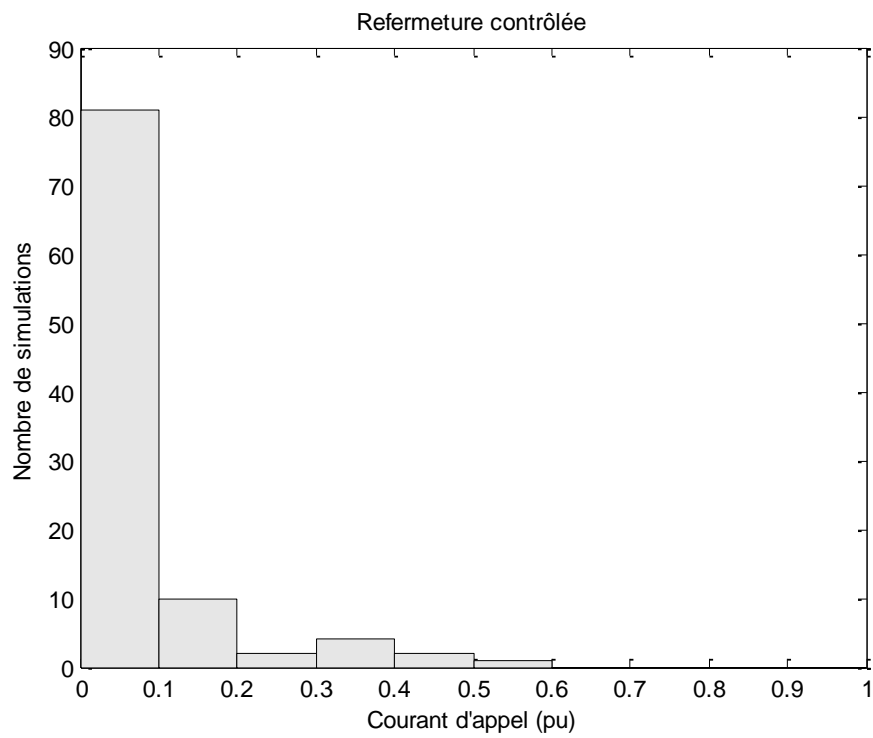


FIG. 4.10b Histogramme pour 100 simulations de la refermeture contrôlée avec flux rémanent

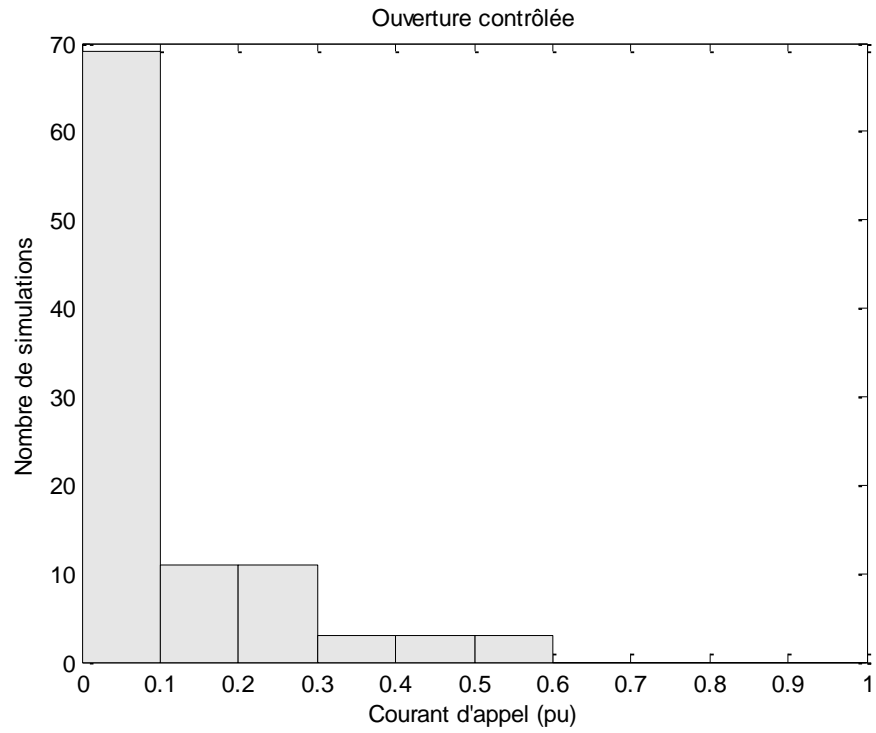


FIG. 4.10c Histogramme pour 100 simulations de l'ouverture contrôlée et refermeture fixe

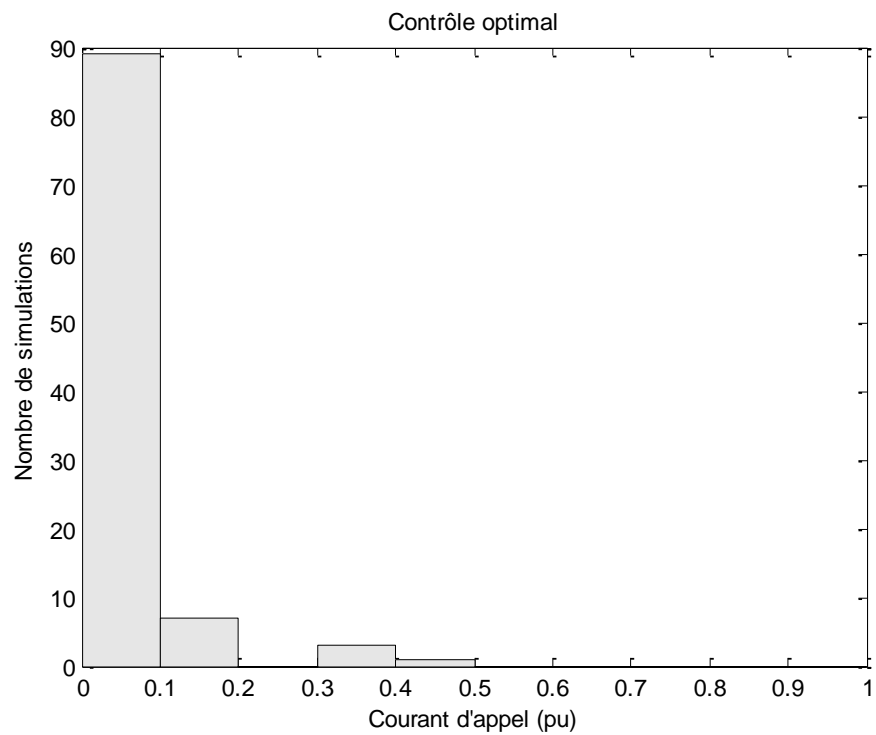


FIG. 4.10d Histogramme pour 100 simulations de l'ouverture et refermeture contrôlée

## Conclusion

Ce chapitre décrit les algorithmes de manœuvres contrôlées suivant les stratégies sur l'ouverture et/ou sur la refermeture du disjoncteur. Leurs performances sont analysées sur la base d'un transformateur YgD à vide.

Toutes les stratégies permettent la réduction du courant d'appel après la mise sous tension du transformateur de puissance. Selon les conditions d'utilisation et les taux de réduction de courant d'appel exigés, il est possible de choisir l'algorithme le plus adéquat pour mieux répondre aux besoins industriels. En règle générale, la stratégie de la refermeture contrôlée a un champ d'application plus large. Comme la valeur du flux rémanent doit être introduite dans le calcul de l'instant de refermeture, il est nécessaire de pouvoir mesurer ou estimer correctement cette valeur.

Chapitre 5 :

Evaluations de flux rémanent

## Introduction

Nous avons déterminé, dans le chapitre 4, l'algorithme de refermeture contrôlée du transformateur de puissance à vide avec flux rémanent. La valeur du flux rémanent doit être connue de façon suffisamment précise pour l'obtention d'un instant de refermeture fiable. Or, le flux rémanent ne peut pas être obtenu directement par la mesure, ce qui nous amène à utiliser l'intégration de la valeur du signal de tension aux bornes du transformateur [45]. La mesure et le calcul sont effectués sur chacune des phases et sur une courte fenêtre entourant l'instant de la mise hors tension.

La mesure de flux revient ainsi au problème de la mesure de tension. A part des capteurs spéciaux branchés directement sur la traversée du transformateur, les industries utilisent généralement les transformateurs de mesures. Comme nous travaillons sous EMTP, il ne s'agit donc pas d'une mesure réelle de tension ou de flux, mais d'une simulation de mesure.

Ce chapitre présente d'abord le modèle du transformateur capacitif de tension (TCT). Ce type de transformateur de mesure est couramment utilisé dans les sous-stations mais l'intégration directe de la tension mesurée par celui-ci introduit une erreur importante en termes de flux rémanent, il est donc nécessaire de faire appel à la méthode de reconstitution du flux spécifique.

## 5.1 Modélisation du transformateur capacitif de tension

### 5.1.1 Généralités des transformateurs de mesure

Un transformateur de tension est un appareil utilisé pour la mesure de fortes tensions électriques. Il permet de faire l'adaptation entre la tension élevée d'un réseau électrique jusqu'à quelques centaines de kV et les appareils de mesure qui eux sont prévus pour mesurer des tensions de l'ordre d'une centaine de volts.

Trois technologies existent pour le transformateur de tension :

- La technologie « transformateur inductif de tension ». Il s'agit d'un transformateur classique à inductance de magnétisation saturable. Il est prévu pour ne délivrer qu'une très faible puissance au secondaire.
- La technologie « transformateur capacitif de tension ». Il s'agit d'un pont capacitif diviseur de tension associé à un transformateur classique et une impédance pour diminuer l'impédance de sortie du système.
- La technologie « transformateur optique », basée en général sur l'effet Pockels [32].

Dans les réseaux à haute tension, le capteur de tension le plus utilisé est le transformateur capacitif de tension (TCT).

### 5.1.2 Modèle du TCT utilisé

La figure 5.1a décrit le circuit monophasé d'un transformateur capacitif typique [33]. Les capacités  $C_1$  et  $C_2$  sont utilisées comme diviseur capacitif servant à abaisser la tension de ligne mesurée avant de l'appliquer au transformateur de tension inductif via une inductance de réglage  $L_r$ . Dans un tel système, l'interaction de ces capacités avec l'inductance de réglage et l'inductance non linéaire de la branche de magnétisation du transformateur, peut engendrer un phénomène très particulier dit phénomène de ferro-résonance.

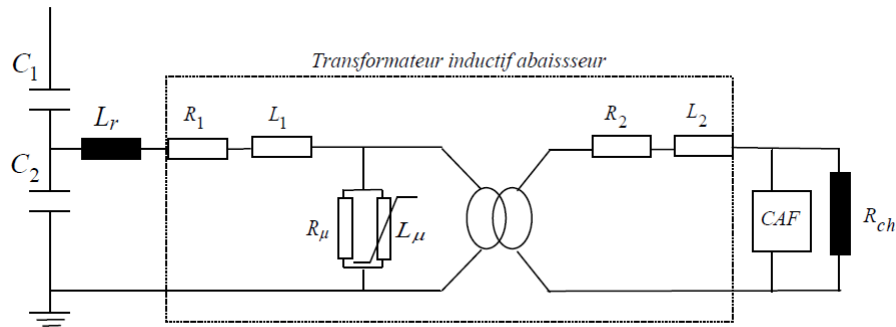


FIG. 5.1a. Schéma équivalent monophasé d'un TCT avec circuit anti-ferro-résonance

Ce phénomène particulier est lié à l'interaction des capacités du diviseur de tension avec l'inductance de magnétisation dont la valeur dépend des conditions de fonctionnement engendrant des régimes stables à fréquences différentes.

Pour réduire la probabilité d'apparition de ce phénomène, les constructeurs équipent généralement les TCT d'un circuit oscillant dit anti-ferro-résonance connecté au secondaire du transformateur. Les circuits d'anti-ferro-résonance (CAF) peuvent se présenter sous deux formes :

- Les circuits CAF passifs qui sont constitués d'une inductance saturable, d'une résistance et d'un éclateur en série avec la résistance de charge.
- Les circuits CAF actifs qui sont constitués d'une inductance et d'une capacité mises en parallèle, choisies de sorte à osciller à la fréquence nominale du réseau (50Hz). Une résistance est également mise en série pour permettre un amortissement rapide des oscillations à fréquences harmoniques ou sous harmoniques.

Dans le modèle équivalent représenté par la figure 5.1a, le CAF adopté est de type actif. C'est celui qui est également adopté pour le modèle EMTP.

Ainsi, le modèle complet du TCT peut être ramené au modèle équivalent simplifié représenté par la figure 5.1b.



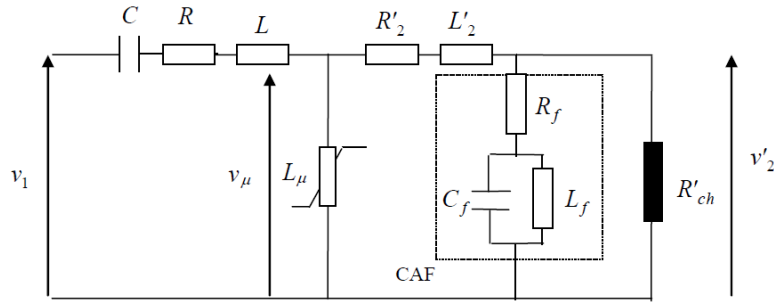


FIG. 5.1b Circuit électrique d'un TCT sous EMTP

La capacité équivalente  $C$  est égale à la somme des capacités  $C_1, C_2$  du diviseur de tension. L'inductance  $L$  est la somme de l'inductance de réglage  $L_r$  et des inductances de fuites et d'entrée du transformateur inductif. La résistance  $R$  est la somme de sa résistance primaire et de sa résistance d'entrée.

Si l'on considère que le transformateur de mesure fonctionne à des niveaux de tensions tels que son inductance de magnétisation soit dans sa zone linéaire (en dessous du flux de saturation), l'inductance peut être fixée à une valeur correspondant à un point de fonctionnement situé dans la zone linéaire de la caractéristique flux-courant.

Le TCT que nous avons utilisé dans le modèle global du circuit de transformateur de puissance du chapitre 4 a les caractéristiques suivantes :

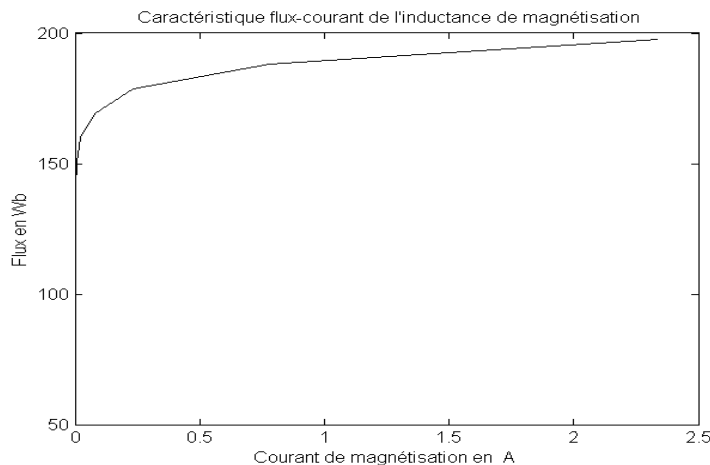


FIG. 5.1c. Courbe de saturation Flux vs. Courant de l'inductance non linéaire du TCT

- $C_1=4210 \text{ pF}$  ;  $C_2=80000 \text{ pF}$  ; rapport de réduction de tension du TCT :

$$\text{ratio} = \frac{C_1 + C_2}{C_1} = 20$$

- $R=1551\Omega$  ;  $L=120\text{H}$  ;

- $R'_2 = 1200\Omega$  ;  $L'_2 = 4.5H$  ;
- $R'_{ch} = 211640\Omega$  ;
- $R_f = 2.5\Omega$  ;  $C_f = 0.0025\mu F$  ;  $L_f = 4052.8H$  ;
- Caractéristiques magnétiques : voir la courbe de magnétisation de la figure 5.1c où le flux de saturation est à 150Wb. Les valeurs précises des points mesurés sont reportées en Annexe A2.a.

Dans notre cas d'étude, le flux maximal en régime établi du transformateur de puissance à mesurer est de 1123 Wb selon l'équation:

$$\varphi_{\max} = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \frac{U_n}{2\pi f} \quad (5.1)$$

Même dans les cas extrêmes de ré-enclenchement du transformateur, le flux dynamique du transformateur ne dépasse pas la valeur de 3000 Wb, donc celle de 150 Wb pour le TCT compte tenu du rapport de réduction du diviseur capacitif de tension, si la tension du réseau est maintenue à sa valeur nominale. Le fonctionnement du TCT reste dans sa zone linéaire,  $L_\mu$  étant très grand devant les autres impédances du TCT (l'ordre de  $10^4 H$ ), il est possible de négliger l'inductance de magnétisation. Le schéma équivalent du TCT ramené au primaire (figure 5.1b) conduit à la fonction de transfert suivante :

$$\begin{aligned} H_{TCT} &= \frac{V'_2(p)}{V_1(p)} = \frac{A_1 p^3 + A_2 p^2 + A_3 p}{B_1 p^4 + B_2 p^3 + B_3 p^2 + B_4 p + B_5} \\ &= \frac{4.514 \cdot 10^{-7} p^3 + 72.23 p^2 + 0.04456 p}{2.248 \cdot 10^{-5} p^4 + 0.04299 p^3 + 77.53 p^2 + 4102 p + 2.116 \cdot 10^5} \end{aligned} \quad (5.2)$$

Où  $p$  est la variable de Laplace et:

$$A_1 = L_f C C_f R_f R'_{ch}, A_2 = L_f C R'_{ch}, A_3 = R_f C R'_{ch}$$

$$B_1 = L_f C_f C (L + L'_2) B_5$$

$$B_2 = R'_{ch} R_f L_f C_f C + L_f C_f C (R + R'_2) B_5 + C (L + L'_2) L_f$$

$$B_3 = B_5 L_f C_f + L_f C R'_{ch} + (R + R'_2) C L_f + B_5 (L + L'_2) C$$

$$B_4 = R'_{ch} R_f C + L_f + B_5 (R + R'_2) C$$

$$B_5 = R'_{ch} + R_f .$$

Il s'agit d'un système d'ordre 4 donc la fonction de transfert  $\mathbf{H}_{\text{TCT}}$  possède 2 paires de pôles complexes conjugués et 3 zéros :

- Application Numérique :

○ Pôles :

$$p_1 = -929.6 + 1575.8i \quad p_2 = -929.6 - 1575.8i$$

$$p_3 = -26.5 + 46i \quad p_4 = -26.5 - 46i$$

○ Zéros :

$$z_1 = 0 \quad z_2 = -1.6 \cdot 10^8 \quad z_3 = -6.1686 \cdot 10^{-4}$$

$|p_1| = |p_2| = 1830$  et  $|p_3| = |p_4| = 53$ . Les zéros sont réels et stables.  $\mathbf{H}_{\text{TCT}}$  est donc un filtre passe bande avec deux fréquences de brisure soient 8Hz et 291Hz. Cette fonction de transfert simplifiée est suffisamment précise pour décrire la réponse du TCT pour des fréquences supérieures à 10Hz en zone linéaire notamment pour le fonctionnement en régime établi à 50Hz.

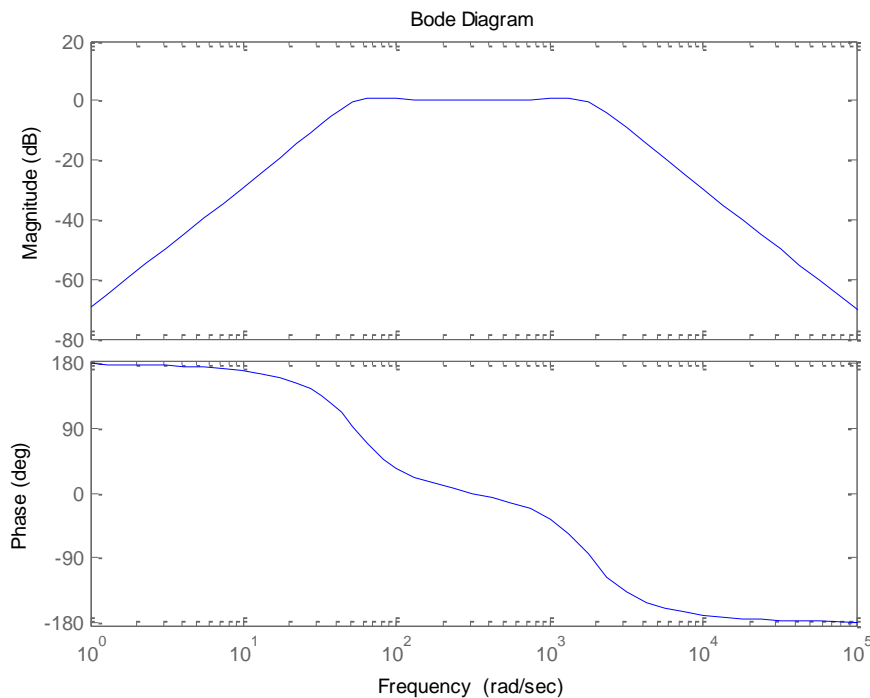


FIG. 5.1d  $\mathbf{H}_{\text{TCT}}$  en zone linéaire en boucle ouverte

Les courbes de Bode correspondant à la fonction de transfert  $\mathbf{H}_{\text{TCT}}$  en boucle ouverte sont décrites par la figure 5.1d.

### 5.1.3 Identification de la fonction de transfert

En pratique, la fonction de transfert du TCT n'est pas connue en général, il est possible d'obtenir une fonction approximative par identification à partir de la réponse indicielle du TCT.

Ici, pour le modèle de TCT utilisé au paragraphe précédent, en appliquant une tension en échelon à l'entrée du TCT, nous obtenons, la réponse  $v'_2$  de la figure 5.2a :

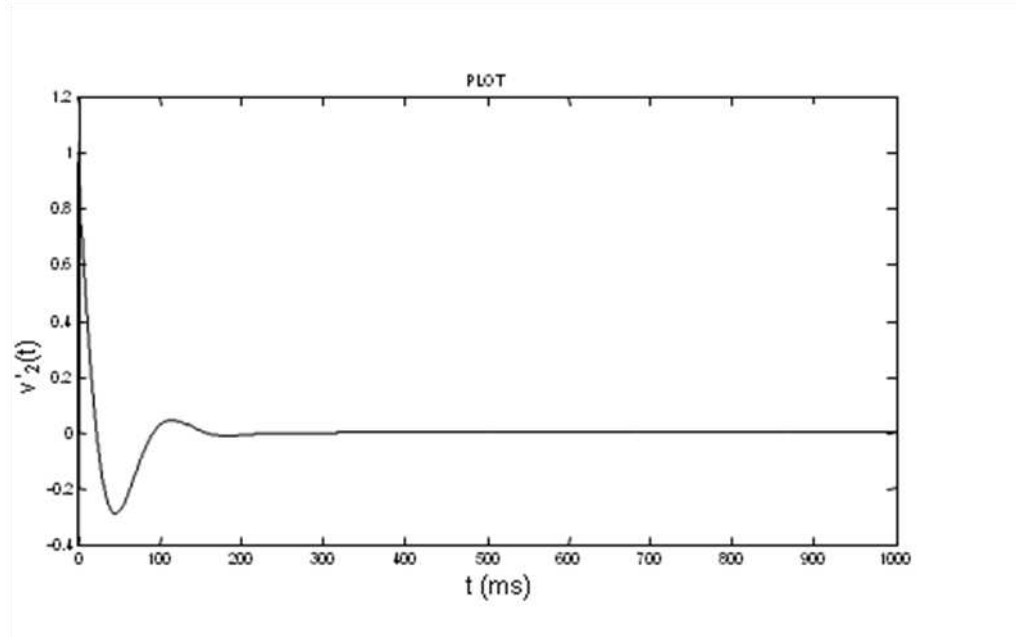


FIG.5.2a. Réponse indicielle du TCT

Soit  $V'_2(p)$  la transformé de Laplace de  $v'_2(t)$

$$V'_2(p) = H_{TCT} V_1(p) = H_{TCT} \times \frac{1}{p} \quad (5.3)$$

On remarque que la tension tend vers zéro en régime établi, donc la fonction de transfert à identifier possède une action dérivative. Posons :

$$H_{TCT} = H_1 \times p \quad (5.4)$$

On réécrit l'équation (5.3) avec la relation (5.4) par :

$$V'_2(p) = H_1 \quad (5.5)$$

L'intégration de la réponse indicielle du TCT,  $\int v'_2(t)dt$  donne une courbe comme illustrée dans la figure 5.2b. Cette courbe peut être approximée par l'équation:

$$s(t) = ke^{-\sigma t} \sin(\omega t) \quad (5.6)$$

$\omega$  peut être calculé à partir de la pseudo période de la réponse indicielle;  $k$  et  $\sigma$  peuvent être calculés à partir de l'intersection et de la tangente de la courbe tracée suivant la méthode indiquée par la figure 5.2c.

- Application numérique :  $k=0.02$ ,  $\omega=46$ ,  $\sigma=27$ .

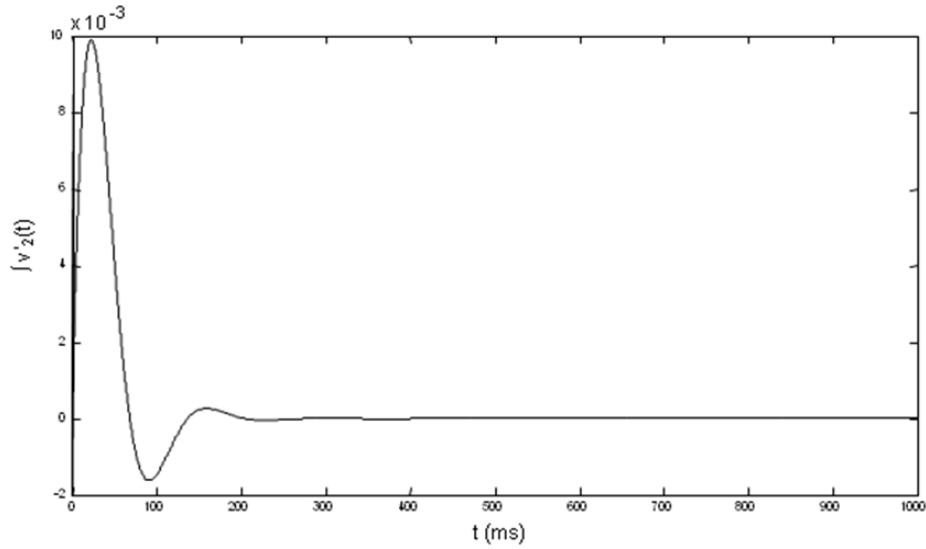


FIG.5.2b. Intégrale de la réponse indicielle du TCT

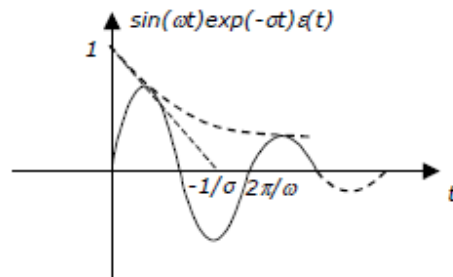


FIG. 5.2c Détermination des paramètres du signal

En utilisant la transformée de Laplace de  $s(t)$  qui est en second ordre, nous retrouvons  $H_1$  comme :

$$S(p) = \mathcal{L}\{s(t)\} = \frac{k\omega}{(p + \sigma)^2 + \omega^2} = \frac{1}{p} V_2'(p) = \frac{1}{p} \cdot H_1 \Rightarrow H_1 = \frac{k\omega p}{(p + \sigma)^2 + \omega^2} \quad (5.7)$$

Enfin la fonction de transfert  $H_{TCT}$  devient :

$$H_{TCT} = \frac{k\omega p^2}{(p + \sigma)^2 + \omega^2} = \frac{0.92 p^2}{p^2 + 54 p + 2845} \quad (5.8)$$

La figure 5.2d montre la comparaison de réponses indicielles entre la sortie du TCT réel et la sortie de la fonction de transfert identifiée.

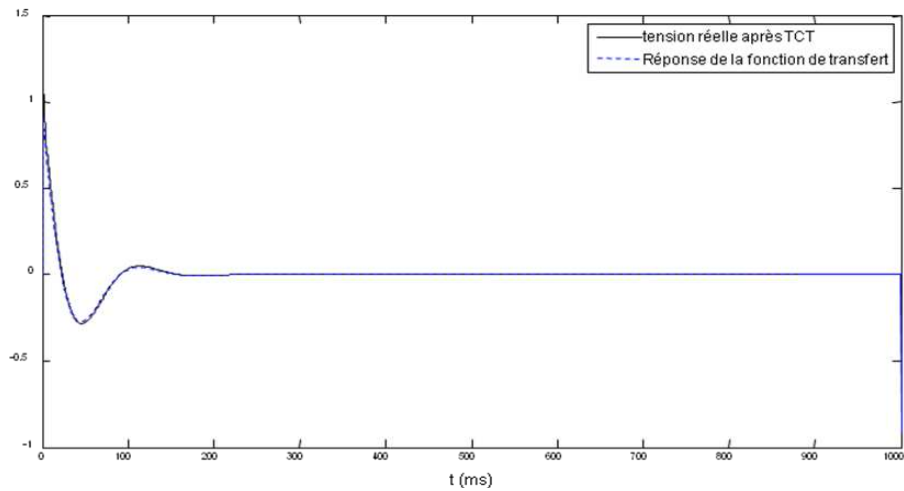


FIG. 5.2d. Réponse indicielle du TCT et de la fonction de transfert identifiée

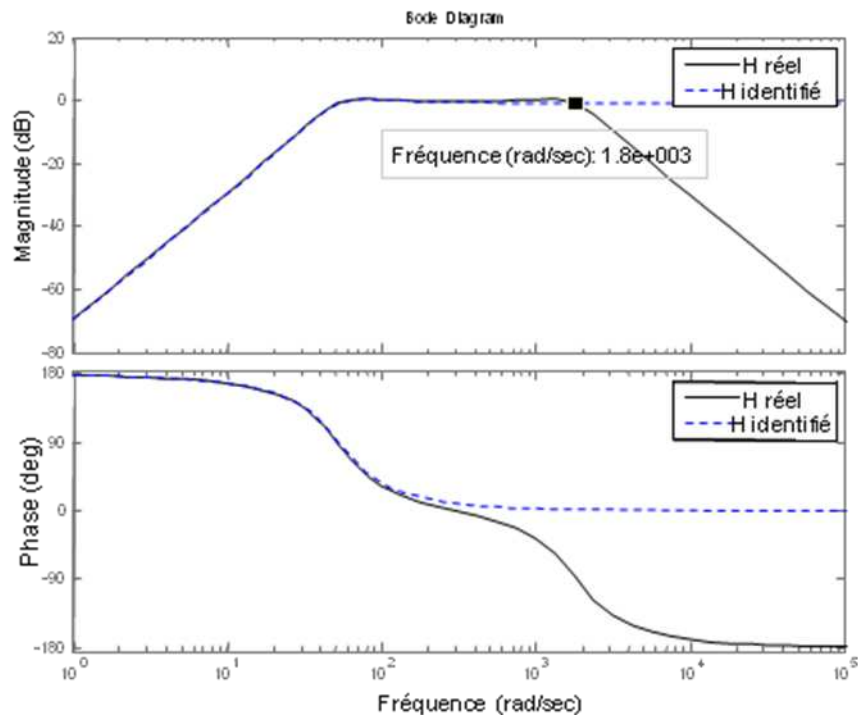


FIG. 5.2e Comparaison des fonctions de transfert réelle et identifiée

Le comportement de la fonction de transfert identifiée est fiable en basse fréquence jusqu'à 1800 rad/sec soit autour de 300 Hz (voir le diagramme de Bode de la figure 5.2e), en comparant avec la fonction de transfert calculée à partir du circuit équivalent électrique. Notre étude se situe en basses fréquences ainsi le TCT est utilisé pour prendre des mesures des signaux dans la même gamme. Cette identification est donc suffisante. Pour obtenir une fonction de transfert plus précise, il faut faire une approximation plus fine de l'équation  $s(t)$  ou utiliser une méthode d'identification plus élaborée. La différence au voisinage de l'origine entre  $s(t)$  et  $\int v'_2(t)dt$  peut être expliquée par un retard de phase à l'origine ou un filtre d'ordre supérieure à 2 (figure 5.2f).

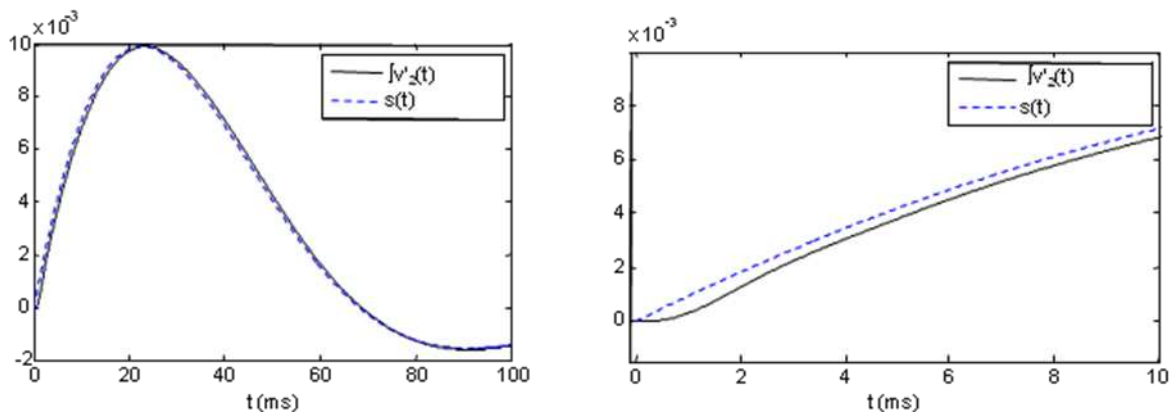


FIG. 5.2f. Zoom au voisinage de l'origine – Comparaison de l'intégrale de la réponse indicielle du TCT et l'équation  $s(t)$  simplifiée

## 5.2 Mesure et estimation du flux rémanent

### 5.2.1 Erreur introduite par le TCT vis-à-vis du flux rémanent

La valeur du flux magnétique est généralement obtenue en intégrant la tension aux bornes du transformateur. Le flux rémanent nécessite que cette intégration se poursuive au delà de l'instant de mise hors tension du transformateur, pendant un temps suffisamment long pour permettre au flux d'atteindre sa valeur d'équilibre, laquelle est généralement différente de celle qu'il avait à l'instant de coupure. Or, pendant cette durée, la tension délivrée par le TCT va être significativement altérée par son propre régime transitoire.

En utilisant le modèle global du transformateur proposé au chapitre 4, un cas typique du flux réel pendant l'ouverture du disjoncteur sur une phase est montré dans la figure 5.3a. Dans ce cas, le transformateur est mis hors tension près du maximum du flux. Le flux rémanent est stabilisé en quelques millisecondes et sa valeur reste très élevée. Rappelons que si l'influence du composant démagnétisant du circuit peut être négligée et

s'il n'y a pas eu de défaut sur lignes après l'ouverture du disjoncteur, avec une capacité au primaire faible, le flux rémanent reste « gelé » et inchangé [12].

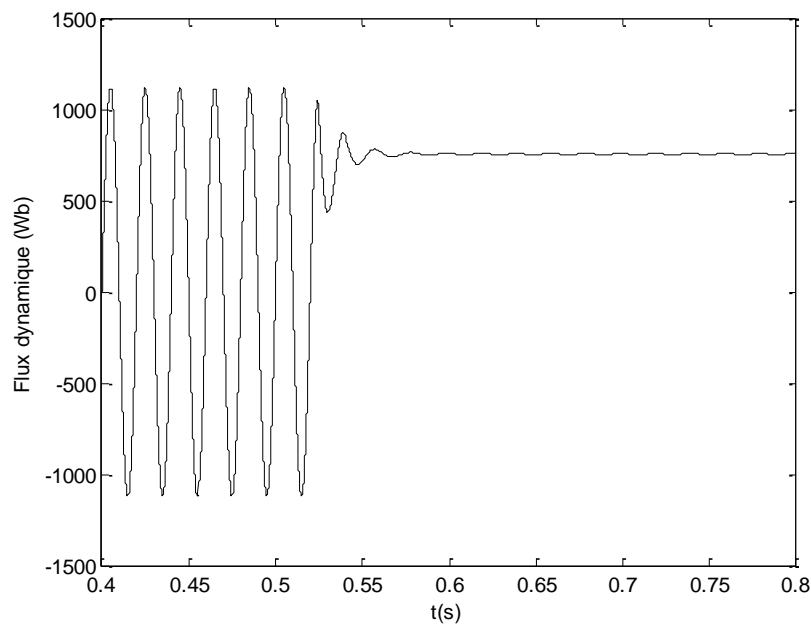


FIG. 5.3a Flux réel du transformateur à la mise hors tension

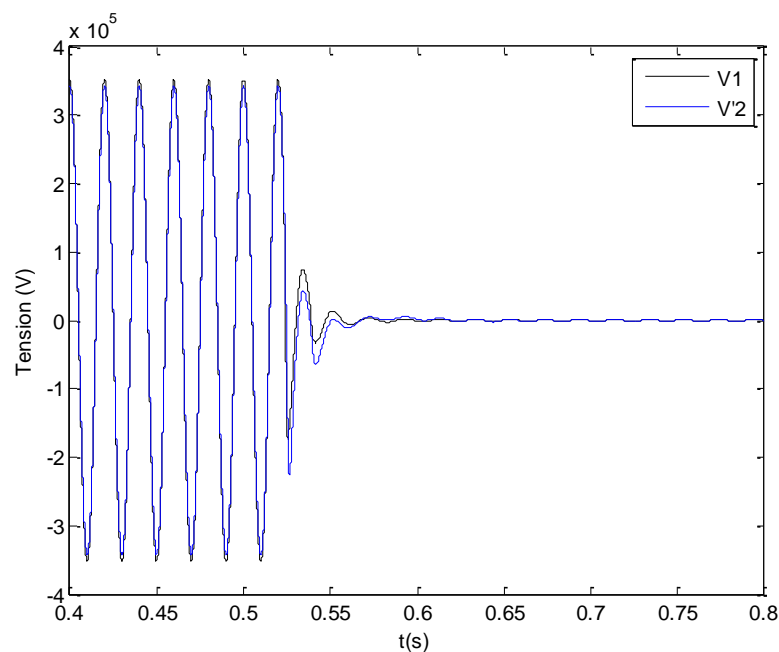


FIG. 5.3b Comparaison de la tension réelle (noire) et la tension mesurée par TCT (bleue)

Avec la même configuration du circuit, en prenant la mesure de tension à la sortie du TCT, nous obtenons une courbe qui coïncide avec la tension réelle en régime établi jusqu'à l'instant de la mise hors tension mais devient différente de la tension réelle en régime transitoire après la mise hors tension (figure 5.3b). Cet écart, qui n'est pourtant



pas important pour les tensions, peut être amplifié et rendre un comportement magnétique non désiré à cause de l'intégration: le flux mesuré à la sortie directe du TCT tend vers zéro après la mise hors tension du transformateur de puissance (figure 5.3c). Ceci peut aussi s'expliquer par la fonction de transfert du TCT: le modèle du TCT est un filtre passe bande, la composante continue telle que le flux rémanent est ainsi filtrée.

Il est donc nécessaire d'éliminer l'influence de ce régime transitoire afin d'obtenir une valeur de flux rémanent fiable. Les méthodes de manœuvre contrôlée usuelles [12] ne traitent pas le problème lié au TCT, et font appel à des capteurs de tension auxiliaires additionnels [38-39]. Les capteurs spécifiques présentent un coût supplémentaire. Par ailleurs, certains types de transformateurs de puissance ne peuvent pas être équipés de tels capteurs.

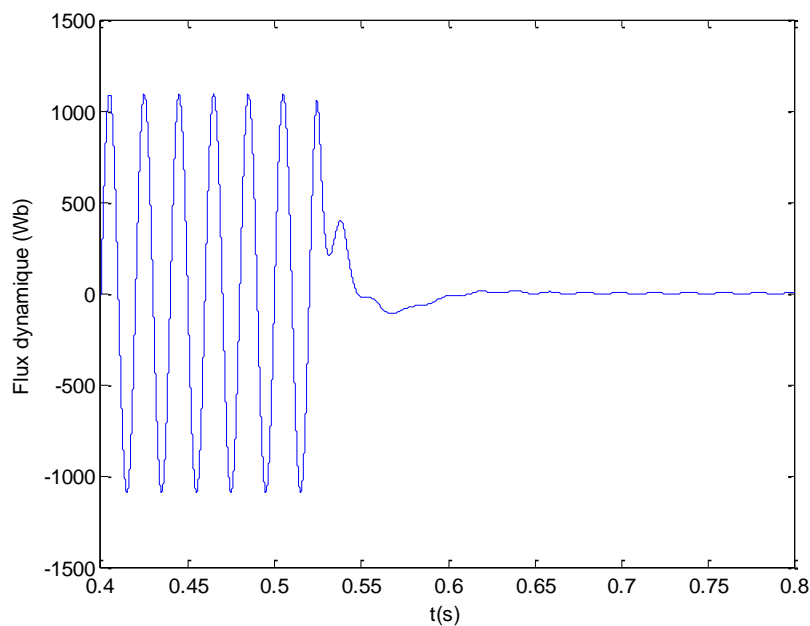


FIG. 5.3c. Flux mesuré : Intégrale de la tension mesurée par TCT

### 5.2.2 Calcul du flux rémanent par identification

Nous essayons d'abord de retrouver la valeur du flux rémanent  $\varphi_r$  par identification. En régime établi jusqu'à l'instant de l'ouverture du transformateur, le flux mesuré est correct par rapport à la réalité ; pendant la période de mise hors tension, même la forme de tension mesurée après le TCT est déformée, l'information correspondante à  $\varphi_r$  est quand même conservée dans l'allure de la courbe de tension. Sachant que le flux, à la mise hors tension du transformateur à  $t_0$ , sans résonance, est proche de la fonction suivante :

$$\varphi(t|_{t \geq t_0}) = (\varphi(t_0) - \varphi_r) e^{-\alpha t} \cos(\omega t) + \varphi_r \quad (5.9)$$

La dérivée de cette fonction (5.9) donne l'allure de tension:

$$v(t|_{t \geq t_0}) = -(\varphi(t_0) - \varphi_r)(\alpha e^{-\alpha t} \cos(\omega t) + \omega e^{-\alpha t} \sin(\omega t)) \quad (5.10)$$

Ainsi la fonction de la courbe de tension mesurée:

$$v'(t|_{t \geq t_0}) = -(\varphi(t_0) - \varphi_r)(\alpha e^{-\alpha t} \cos(\omega t) + \omega e^{-\alpha t} \sin(\omega t)) \cdot L^{-1}\{H_{CVT}\} \quad (5.11)$$

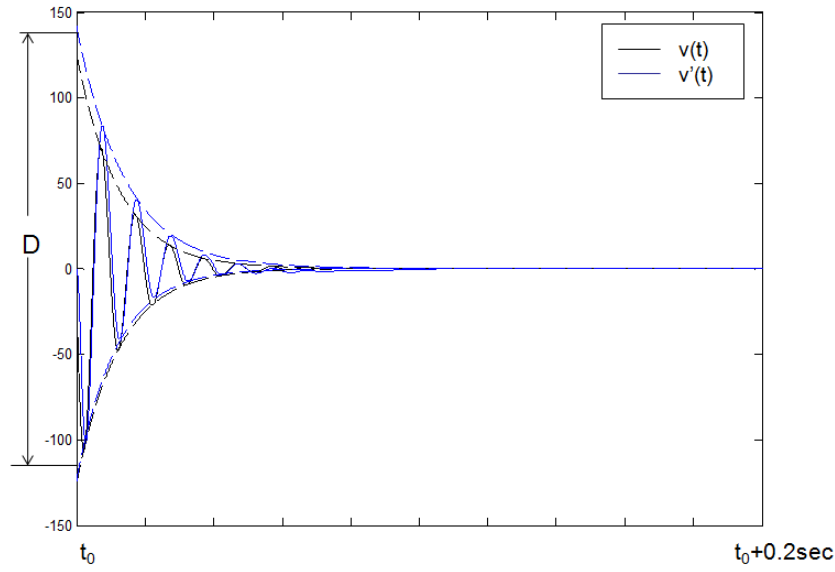


FIG. 5.4a Zoom de tensions à partir de l'instant de coupure  $t_0$ : l'entrée  $v$  et la sortie  $v'$  du TCT

Si  $\alpha \ll \omega$ , l'équation (5.11) devient :

$$v'(t|_{t \geq t_0}) = -(\varphi(t_0) - \varphi_r) \cdot \omega e^{-\alpha t} \sin(\omega t) \cdot L^{-1}\{H_{CVT}\} \quad (5.12)$$

Si  $\omega \ll \alpha$ , l'équation (5.11) devient :

$$v'(t|_{t \geq t_0}) = -(\varphi(t_0) - \varphi_r) \cdot \alpha e^{-\alpha t} \cos(\omega t) \cdot L^{-1}\{H_{CVT}\} \quad (5.13)$$

Dans notre cas, la pulsation propre du système amorti  $\omega$  est dans la bande passante du TCT, nous pouvons considérer que la présence du TCT ne change pas le gain à  $\omega$ . Il est donc possible de retrouver le coefficient  $\varphi(t_0) - \varphi_r$  puis  $\varphi_r$  à partir de l'allure de la courbe exponentielle enveloppant le signal de tension oscillatoire amorti (figure 5.4a, exemple de la coupure de courant au maximum de flux,  $\varphi(t_0) = 1$  pu). Avec  $D$  la distance à  $t_0$  entre les deux courbes exponentielles enveloppant la tension mesurée par le TCT, la relation est :

$$\begin{aligned}\varphi_r &= \varphi(t_0) - \frac{D}{2\omega}, \text{ si } \alpha \ll \omega \\ \varphi_r &= \varphi(t_0) - \frac{D}{2\alpha}, \text{ si } \omega \ll \alpha\end{aligned}\tag{5.14}$$

Il a été montré dans le chapitre 3 que l'algorithme Matrix-Pencil peut être appliqué pour estimer tous les paramètres de Prony y compris les fréquences  $f_i$ , les amplitudes  $A_i$  et les amortissements  $\alpha_i$  de l'équation (3.5). En première approximation,  $D \approx 2A_1$ . Ainsi pour le calcul du  $\varphi_r$  selon l'équation (5.14), les paramètres de Prony du mode '1' sont nécessaires.

La figure 5.4b illustre le résultat obtenu pour une analyse MP réalisée sur 100ms de la tension mesurée  $v'(t)$  par le TCT présenté dans le paragraphe 5.1.2 à partir de l'instant  $t_0$ , avec un rapport signal à bruit SNR=30dB. Les paramètres de l'algorithme sont :  $N=100$ ,  $T_s=1\text{ms}$ ,  $L=N/3$  et  $p=6$ . Pour cet exemple, le signal estimé est légèrement décalé par rapport au signal analysé. Cette erreur de déphasage est négligeable dans le cadre de notre étude car la phase initiale n'intervient pas (5.14).

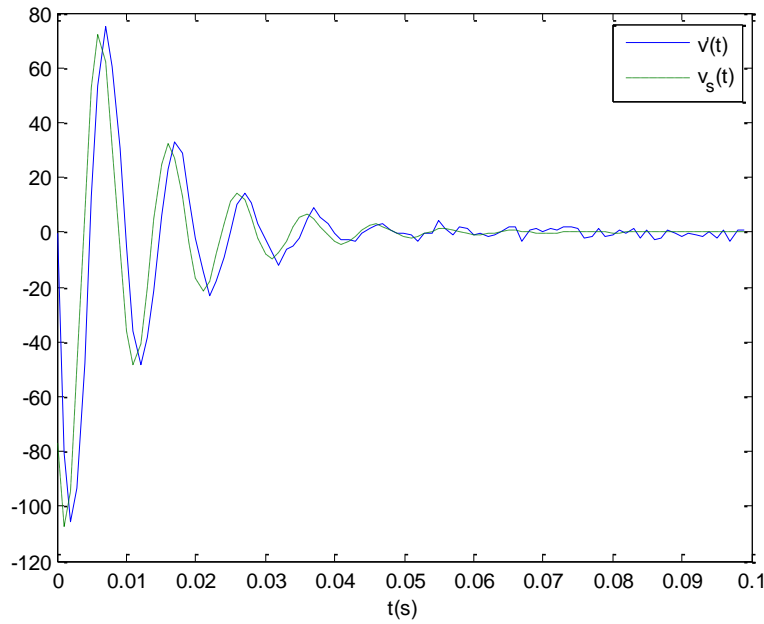


FIG. 5.4b Signal analysé  $v'(t)$  à partir de l'instant de coupure  $t_0$  et signal estimé  $v_s(t)$

- Application numérique de la figure 5.4b avec  $\varphi(t_0)=1\text{pu}$  :

Paramètres de Prony :  $\alpha_1=80$  ;  $f_1=100\text{Hz}$  (entre 8Hz et 291Hz, les deux fréquences de brisure du TCT utilisé) ;  $A_1=123.4\text{pu}$ .

Avec  $\omega_1=2\pi f_1=628 \gg \alpha_1$  et  $D=2A_1 \Rightarrow \varphi_r=0.8\text{ pu}$  (cohérent avec le rendement magnétique, cf. 2.2.3)

L'équation (5.14) est simple à appliquer, et l'algorithme MP est peu influencé par le bruit. Cependant, la condition  $\alpha \ll \omega$  ou  $\omega \ll \alpha$  doit être respectée et  $\omega$  doit se situer dans la bande passante de TCT. Par ailleurs, l'analyse MP nécessite une fenêtre de mesure avec suffisamment de points pour contenir des informations pertinentes, au dessus de certaines valeurs de  $\alpha$ , la tension du transformateur de puissance chute très vite après l'instant de la mise hors tension, il risque de ne pas avoir assez de points avant que le zéro de tension soit atteint.

### 5.2.3 Compensation dynamique

Le calcul de la valeur du flux rémanent par identification n'est pas très précis. Il doit respecter à la fois les conditions simplificatrices de l'équation (5.14) et le choix de paramètres pour l'analyse MP. Le domaine d'application de cette méthode est ainsi limité.

Pour des applications de protection de ligne, Alstom Grid (GEC ALSTHOM anciennement) a déposé un brevet applicable aux protections numériques de distance [36]. Ce brevet porte sur la compensation dynamique du signal via la fonction de transfert inverse du filtre que constitue le TCT [34-35,37].

Notre idée est d'appliquer une technique similaire pour reconstituer le signal de tension à partir de l'image déformée qu'en donne le TCT.

Cependant, cette méthode nécessite une bonne précision en très basse fréquence, condition inutile pour les applications de protection visées par le précédent brevet.

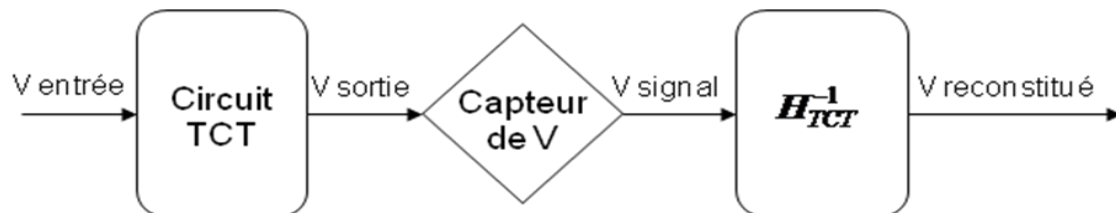


FIG. 5.5 Diagramme de processus de la reconstitution du flux rémanent

La figure 5.5 représente la procédure globale de la méthode de reconstitution du signal de tension à l'entrée du TCT. On considère la tension côté transformateur de puissance à l'ouverture comme le signal d'entrée. La mesure s'effectue sur une courte fenêtre entourant le moment de mise hors tension. Le traitement sera différé en « pseudo temps réel ». En passant par le TCT, le signal de sortie est mesuré et traité par pseudo fonction de transfert inverse  $H_{TCT}^{-1}$ . La fonction et la procédure de traitement explicites font l'objet d'un brevet d'Alstom, donc ne sont pas présentées dans ce mémoire.

Ce traitement permet de reconstituer un signal de tension avec une très grande précision. La figure 5.6a montre un exemple de traitement de reconstitution. La tension d'entrée est identique à celle de la figure 5.3b.

Enfin, on fait l'intégration du signal reconstitué pour obtenir le signal flux à l'ouverture du transformateur de puissance (figure 5.6b).

Dans cet exemple, la différence entre le flux réel et le flux reconstitué est très faible (figure 5.6c). Il y a une légère oscillation avant l'ouverture due au déphasage, et après une courte durée transitoire, l'erreur se stabilise. Le taux d'erreur ici est de 0.8%.

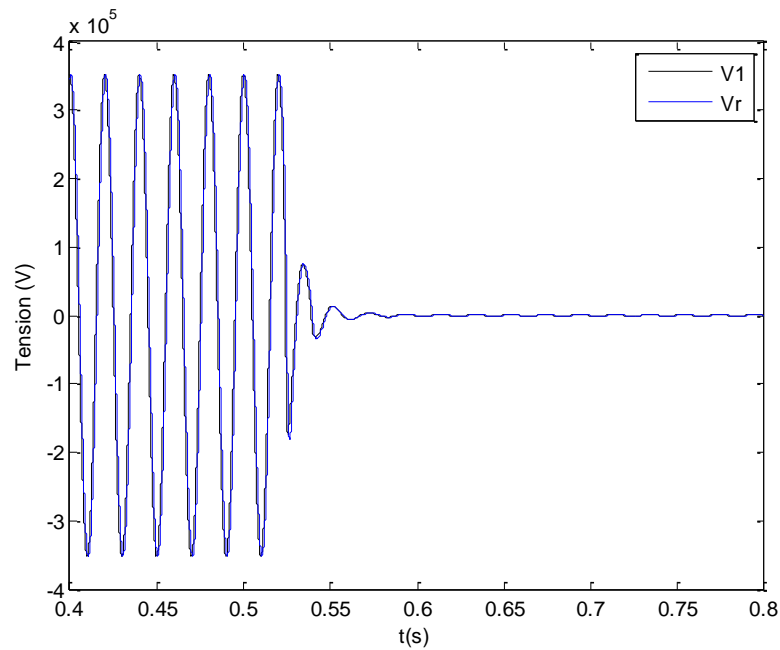


FIG. 5.6a Comparaison de tensions : réelle (noire) et reconstituée (bleue)

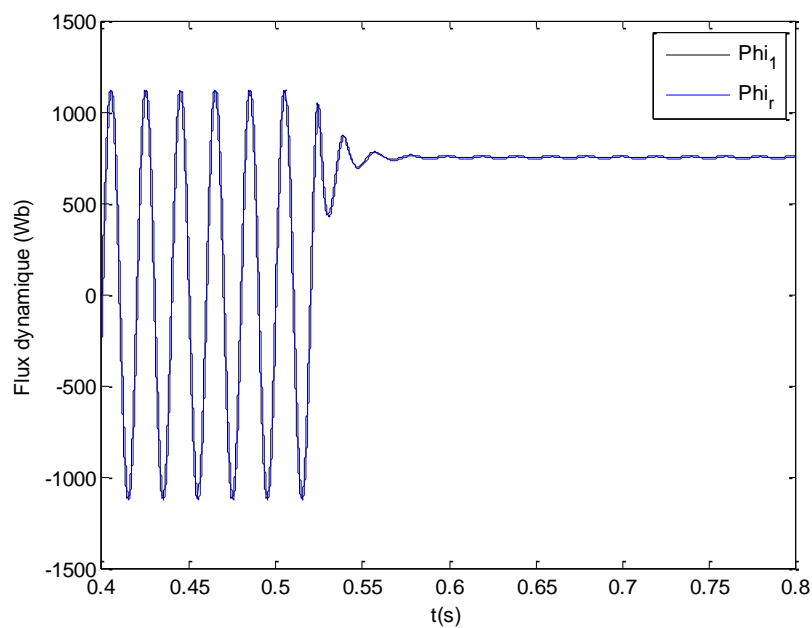


FIG. 5.6b Comparaison de flux : réelle (noire) et reconstituée (bleue)

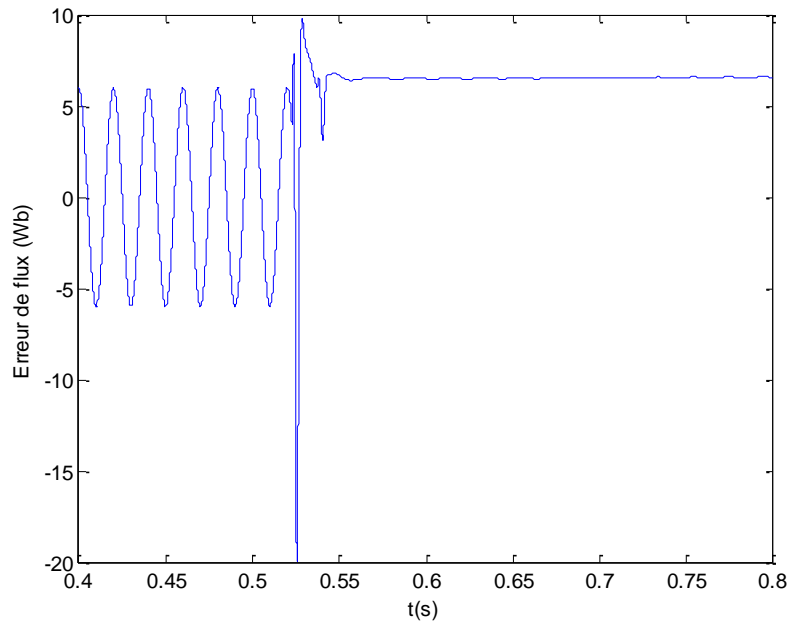


FIG. 5.6c Erreur entre le flux réel et le flux reconstitué

#### 5.2.4 Méthode de reconstitution

Pour pouvoir reconstituer le flux rémanent via la fonction de transfert pseudo inverse, il est nécessaire d'avoir une connaissance suffisamment précise de la fonction de transfert du TCT. Or dans l'industrie, les caractéristiques de chaque composant du TCT ne sont pas toujours fournies. L'application de la méthode d'identification de la fonction de transfert du TCT demande des essais spécifiques sur site. Nous pouvons supposer que les TCT destinés aux applications à haute tension de la même classe du modèle du TCT utilisé au paragraphe 5.2.1 peuvent reprendre le même schéma électrique équivalent et la même structure de la fonction de transfert puisqu'il s'agit d'un TCT typique [33-37]. Sous cette hypothèse, il est possible d'appliquer la même fonction de transfert pseudo inverse calculée dans le paragraphe 5.2.3 sur d'autres TCT pour reconstituer le flux rémanent. Nous allons donc introduire un deuxième TCT mais corrigé par la fonction de transfert du premier TCT pour tester si une fonction de transfert pseudo inverse connue peut être stable et généralisée. Nous désignerons par  $H_{TCT1}$  la fonction de transfert du TCT déjà présenté et par  $H_{TCT2}$  celle du TCT complémentaire.

Le deuxième TCT à haute tension que nous utilisons dans le même modèle global du circuit de transformateur de puissance du chapitre 4, a pour caractéristiques fournies par le constructeur :

- $C_1=4210 \text{ pF}$  ;  $C_2=80000 \text{ pF}$  ; rapport de réduction de tension du TCT = 20;
- $R=2200\Omega$  ;  $L=120\text{H}$  ;

- $R'_2 = 2700\Omega$  ;  $L'_2 = 8H$  ;
- $R'_{ch} = 177780\Omega$  ;
- $R_f = 2.5\Omega$  ;  $C_f = 0.0025\mu F$  ;  $L_f = 4052.8H$  ;
- Caractéristiques magnétiques : voir la courbe de magnétisation de la figure 5.7a où le flux de saturation est à 250Wb. Les valeurs précises des points mesurés sont en Annexes A2.b.

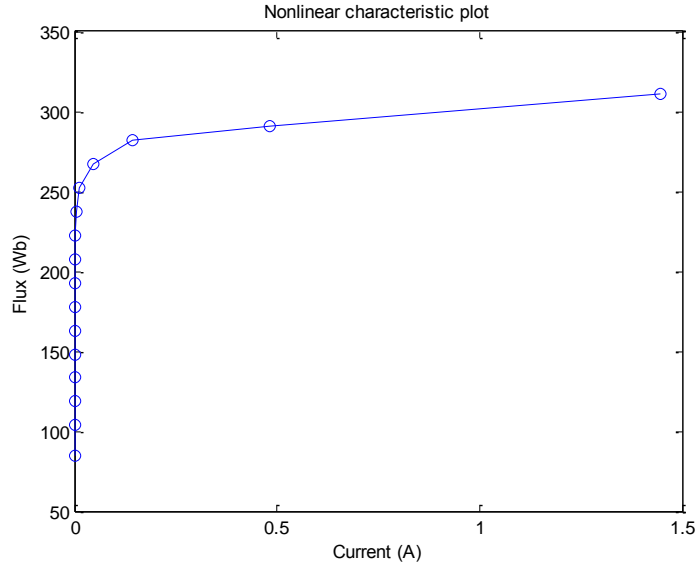


FIG. 5.7a. Courbe de saturation flux vs courant dans l'inductance non linéaire du TCT 2

D'où sa propre fonction de transfert :

$$H_{TCT2} = \frac{V'_2(p)}{V_1(p)} = \frac{3.792 \cdot 10^{-7} p^3 + 60.67 p^2 + 0.03743 p}{1.942 \cdot 10^{-5} p^4 + 0.04443 p^3 + 66.06 p^2 + 4126 p + 1.778 \cdot 10^5} \quad (5.13)$$

On peut noter que les deux TCTs sont très proches en termes de comportement fréquentiel. Les diagrammes de Bode sont montrés par la figure 5.7b.

En appliquant  $H^{-1}_{TCT1}$  à la tension mesurée via le deuxième TCT, après la compensation des offsets, nous obtenons l'allure du flux reconstitué en comparaison avec le flux réel indiqué dans la figure 5.7c.

On remarque que le flux reconstitué par  $H^{-1}_{TCT1}$  conduit à une bonne précision de la valeur du flux rémanent avec une constante de temps plus grande. Cet écart est dû à la légère différence des coefficients des numérateurs et des dénominateurs entre les deux fonctions de transfert et donc aux positions des zéros et des pôles.

Ceci montre que la correction du flux rémanent à la sortie d'un TCT quelconque par une fonction de transfert pseudo inverse déterminé préalablement est satisfaisante si

on utilise un TCT de la même classe que celle du TCT typique. Ceci permet d'implanter une fonction de transfert pseudo inverse par défaut dans le contrôleur. Dans le cas d'un TCT inconnu, il est donc possible d'effectuer la reconstitution du flux rémanent directement en négligeant l'étude précise de celui-ci.

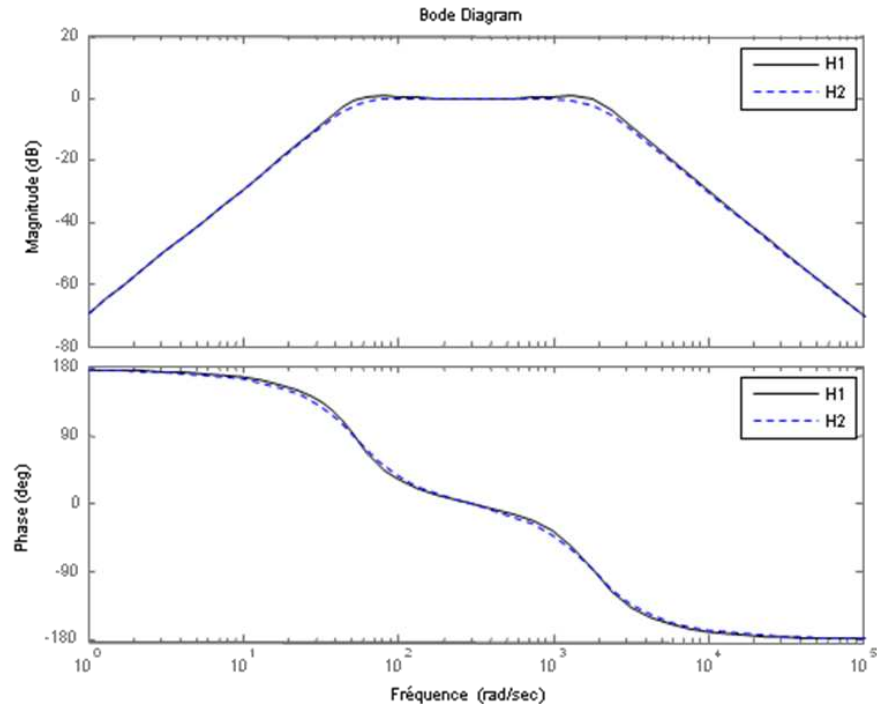


FIG. 5.7b Diagrammes de Bode pour TCT 1 et TCT 2

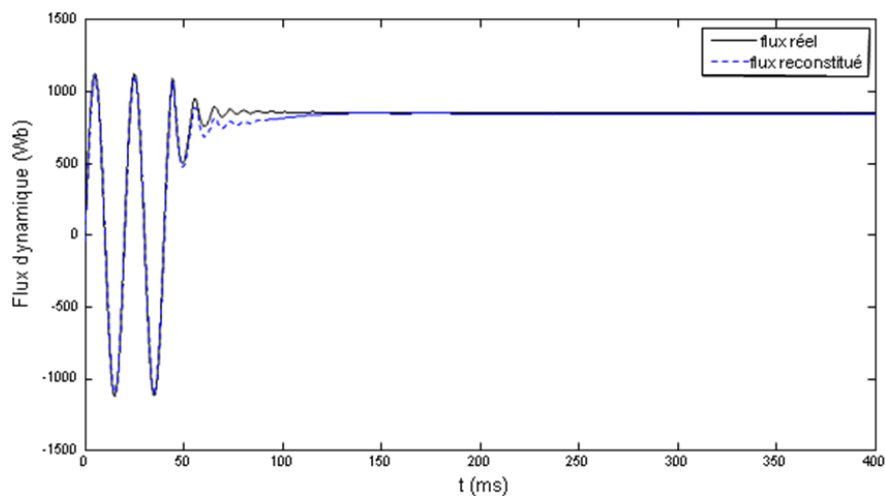


FIG. 5.7c Comparaison du flux réel avec le flux mesuré avec TCT 2 et reconstitué par  $H_{TCT 1}^{-1}$



## Conclusion

L'analyse du comportement transitoire du TCT nous a permis de définir la situation critique pour laquelle le transformateur de mesure pourrait donner lieu à une mesure erronée de flux rémanent. Il est possible de calculer le flux rémanent par identification en appliquant l'analyse Matrix-Pencil, mais cette solution demande beaucoup de conditions préalables. La méthode de reconstitution du flux rémanent basée sur la compensation dynamique du signal à partir de la fonction de transfert inverse est cependant une solution directe. Cette méthode est compatible avec l'algorithme du calcul de l'instant de refermeture optimal et peut être intégrée dans le contrôleur. Elle a surtout pour avantage d'utiliser des équipements TCT existants. Ceci permet une large application des algorithmes de manœuvres contrôlées du transformateur dans les postes actuels.

## Conclusion générale - Perspectives

Le but principal de notre travail est de développer un algorithme performant pour l'application de manœuvres contrôlées sur un transformateur de puissance. Après avoir dressé l'état de l'art sur l'aspect général de manœuvre contrôlée du réseau et les phénomènes associés, nous avons d'abord défini un modèle généralisé de transformateur de puissance triphasé, qui permet de garantir une simulation réaliste des formes de courants, de tensions et plus particulièrement de flux vis-à-vis des déclenchements et des enclenchements. L'effet de la capacité équivalente du réseau électrique du transformateur a été pris en compte et une analyse approfondie des caractéristiques de disjoncteur (dispersion mécanique, préarc, capacité de répartition) est ensuite mise en place pour évaluer leurs effets sur les stratégies de manœuvres.

A partir de cette modélisation du réseau de transformateur, nous avons pu définir explicitement les différentes méthodes pour la prédiction des instants optimaux de manœuvres par rapport aux flux rémanents.

Dans cette phase de simulations, des études statistiques de différentes stratégies ont été explorées :

- Ouverture aléatoire et refermeture contrôlée;
- Ouverture contrôlée et refermeture fixe ;
- Ouverture contrôlée et refermeture contrôlée.

A la suite de nombreux tests effectués sous EMTP, nous avons pu mettre en évidence les performances de chacune d'elles en termes de limitation de courants d'appel. Dans le cadre pratique, des tests sur site sont néanmoins nécessaires pour valider l'algorithme, notamment la prise en compte des caractéristiques statistiques et diélectriques du disjoncteur. Ces tests permettraient de définir au mieux les paramètres des différents algorithmes utilisés pour la garantie d'un niveau de fiabilité suffisant.

Ce travail de recherche fait l'objet d'un dépôt de brevet par Alstom Grid portant sur la méthode d'estimation du flux rémanent via correction de fonction de transfert de TCT et de rédactions de quatre communications. La première a été présentée au colloque transformateur de la CIGRE en 2009 (Conférence internationale des grands réseaux électriques), la seconde et la troisième ont été présentées à CCA (Conference on Control Applications) de la MSC 2010 (IEEE Multi-Conference on Systems and Control). La

dernière conférence MatPost11 (Conférence Européenne sur les Matériels de Postes) aura lieu en Novembre 2011 à Lyon.

## Perspectives

- L'application de la méthode de reconstitution du flux rémanent sur des transformateurs capacitifs de tension réellement utilisés avec des contraintes industrielles peut être envisagée. Les études de robustesse de la méthode vis-à-vis des bruits et des offsets sont en cours chez Alstom Grid.
- A l'heure actuelle, des transformateurs inductifs de tension (IVT) sont utilisés dans les postes blindés, il serait aussi intéressant d'évaluer la portabilité de cette méthode sur ces derniers.
- Il serait appréciable d'effectuer des tests sur site pour valider les algorithmes de manœuvre contrôlée et comparer leurs performances par rapport aux résultats obtenus à l'aide du simulateur de réseau.
- L'implantation des algorithmes développés dans cette étude est en cours d'investigations. Un dispositif de manœuvre contrôlée dit RPH3 a été développé au sein du centre d'appareillages de coupure d'Alstom Grid de Villeurbanne avec la fonction de manœuvre des lignes de transmission HT. Comme le RPH3 a été planifié pour remplacer le dispositif de contrôle RPH2, les fonctionnalités de contrôle des bancs de condensateurs et des réactances shunt de RPH2 seront réintégrées dans RPH3, l'ancienne fonction sur la fermeture de transformateurs de puissance sera remplacée par une nouvelle fonction du transformateur basée sur les résultats de cette étude. Ce nouveau dispositif permettra ainsi de fournir un contrôleur universel pour la manœuvre de réseaux HT.

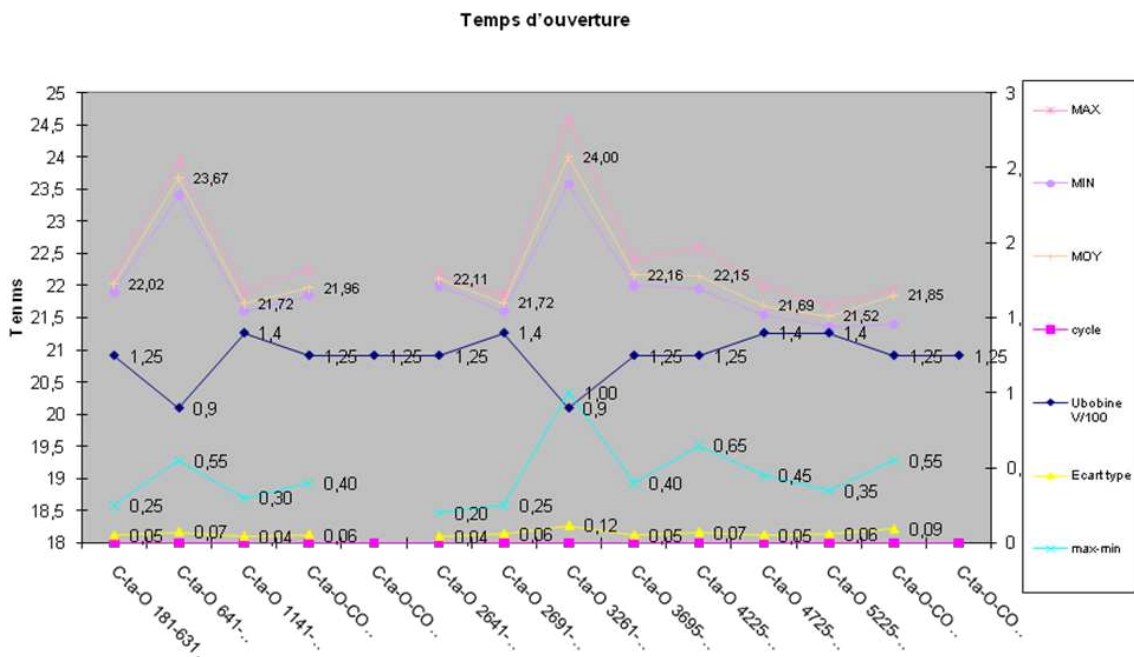
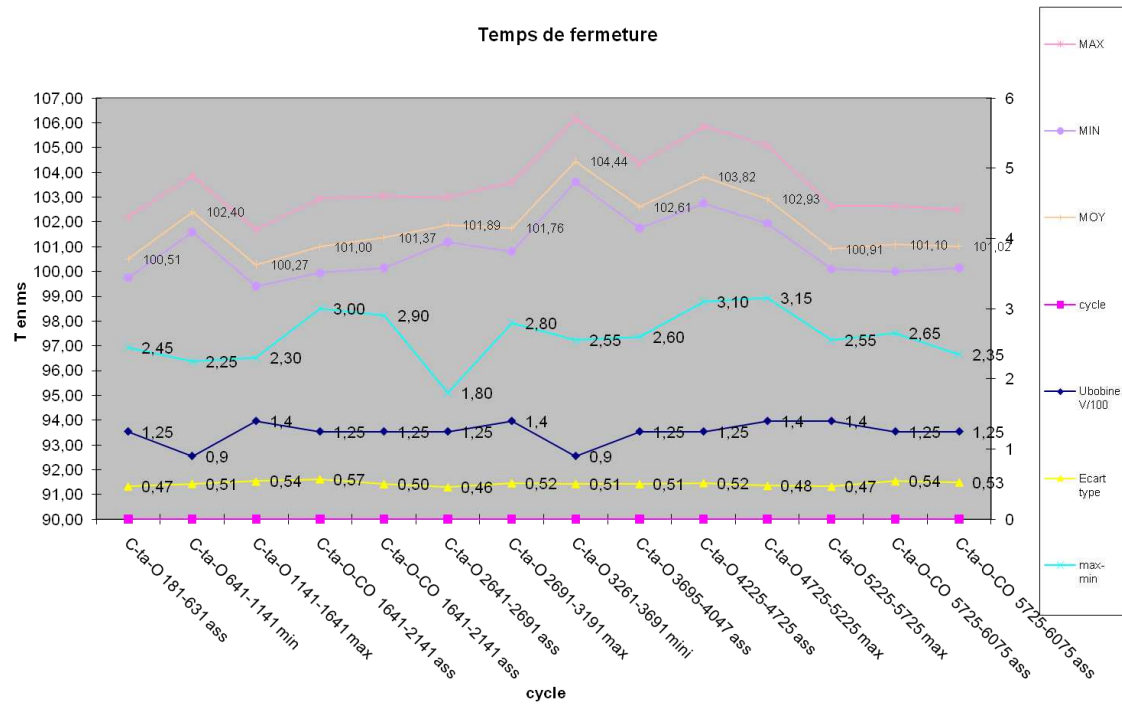
## Annexes :

- A1 : Caractéristiques des disjoncteurs d'Alstom
- A2 : Paramètres des transformateurs capacitifs de tension (TCT)
- A3 : Détermination de l'instant optimal de refermeture pour les lignes compensées
- A4 : Processus de décharge d'un circuit R-L-C

# Annexe 1

## A1. Caractéristiques des disjoncteurs d'Alstom

GL314XHQ - Essais mécaniques 105/5+H / 10bar abs (SF6) / commande prod. FK3-2 (2500J/1500J) :



## Annexe 2

### A2. Paramètres des transformateurs capacitifs de tension (TCT)

#### a. Paramètres du TCT1 :

- **Paramètres du diviseur capacitif :**  
 $C_1 = 4210 \text{ pF}$  ,  $C_2 = 80000 \text{ pF}$  .
- **Paramètres du primaire :**  
 $R = R_e + R_1 = 1551 \Omega$  ,  $L = L_r + L_1 = 120 \text{ H}$  .
- **Paramètres du secondaire (vus du primaire) :**  
 $R'_2 = 1200 \Omega$  ,  $L'_2 = 4.5 \text{ H}$  .
- **Nombre de spires au primaire et au secondaire :**  
 $N_p = 11000$  ,  $N_s = 55$  .
- **Charge au secondaire (vus du primaire):**  
 $R'_{ch} = 211640 \Omega$  .
- **Paramètres du CAF (vus du primaire):**  
 $R_f = 2.5 \Omega$  ,  $C_f = 0.0025 \mu\text{F}$  ,  $L_f = 4052.8 \text{ H}$
- **Caractéristiques magnétiques  $L_\mu$  :**

| COURANT(A)    | FLUX (mWb)/spire |
|---------------|------------------|
| $0.7804^E-03$ | $0.4873^E+01$    |
| $0.9169^E-03$ | $0.5985^E+01$    |
| $0.1014^E-02$ | $0.6840^E+01$    |
| $0.1093^E-02$ | $0.7695^E+01$    |
| $0.1249^E-02$ | $0.8550^E+01$    |
| $0.1405^E-02$ | $0.9405^E+01$    |
| $0.1717^E-02$ | $0.1026^E+02$    |
| $0.2029^E-02$ | $0.1111^E+02$    |
| $0.2731^E-02$ | $0.1197^E+02$    |
| $0.4058^E-02$ | $0.1283^E+02$    |
| $0.7179^E-02$ | $0.1368^E+02$    |
| $0.2185^E-01$ | $0.1454^E+02$    |
| $0.7804^E-01$ | $0.1539^E+02$    |
| $0.2341^E+00$ | $0.1625^E+02$    |
| $0.7804^E+00$ | $0.1710^E+02$    |
| $0.2341^E+01$ | $0.1795^E+02$    |

b. Paramètres du TCT2

- Paramètres du diviseur capacitif :

$$C_1 = 4210 \text{ pF}, C_2 = 80000 \text{ pF}.$$

- Paramètres du primaire :

$$R = R_e + R_l = 2200 \Omega, L = L_r + L_l = 120 \text{ H}.$$

- Paramètres du secondaire (vus du primaire) :

$$R'_2 = 2700 \Omega, L'_2 = 8 \Omega.$$

- Nombre de spires au primaire et au secondaire :

$$N_p = 17000, N_s = 85.$$

- Charge au secondaire (vus du primaire):

$$R'_{ch} = 177780 \Omega.$$

- Paramètres du CAF (vus du primaire):

$$R_f = 2.5 \Omega, C_f = 0.0025 \mu F, L_f = 4052.8 \text{ H}$$

- Caractéristiques magnétiques  $L_\mu$  :

| COURANT(A)              | FLUX (mWb)/spire        |
|-------------------------|-------------------------|
| 0.4819 <sup>E</sup> -03 | 0.4970 <sup>E</sup> +01 |
| 0.5662 <sup>E</sup> -03 | 0.6104 <sup>E</sup> +01 |
| 0.6264 <sup>E</sup> -03 | 0.6976 <sup>E</sup> +01 |
| 0.6746 <sup>E</sup> -03 | 0.7848 <sup>E</sup> +01 |
| 0.7710 <sup>E</sup> -03 | 0.8720 <sup>E</sup> +01 |
| 0.8674 <sup>E</sup> -03 | 0.9592 <sup>E</sup> +01 |
| 0.1060 <sup>E</sup> -02 | 0.1046 <sup>E</sup> +02 |
| 0.1253 <sup>E</sup> -02 | 0.1134 <sup>E</sup> +02 |
| 0.1687 <sup>E</sup> -02 | 0.1221 <sup>E</sup> +02 |
| 0.2506 <sup>E</sup> -02 | 0.1308 <sup>E</sup> +02 |
| 0.4433 <sup>E</sup> -02 | 0.1395 <sup>E</sup> +02 |
| 0.1349 <sup>E</sup> -01 | 0.1482 <sup>E</sup> +02 |
| 0.4819 <sup>E</sup> -01 | 0.1570 <sup>E</sup> +02 |
| 0.1446 <sup>E</sup> +00 | 0.1657 <sup>E</sup> +02 |
| 0.4819 <sup>E</sup> +00 | 0.1744 <sup>E</sup> +02 |
| 0.1446 <sup>E</sup> +01 | 0.1831 <sup>E</sup> +02 |

## Annexe 3

### A3. Détermination de l'instant optimal de refermeture pour les lignes compensées

Dans le cas où la ligne est compensée par une réactance shunt, la tension de la ligne est de la forme [30]:

$$u_1(t) = A(1 - m\cos(\omega_1 t + \phi_1))\cos(\omega_2 t)e^{-t/\tau}$$

$e^{-t/\tau}$  peut être approximé par 1 dans le cas de la ligne longue, donc:

$$u_1(t) = A(1 - m\cos(\omega_1 t + \phi_1))\cos(\omega_2 t)$$

L'amplitude maximale et minimale du signal en valeur absolue sont données par  $A(1+m)$  et  $A(1-m)$  respectivement, comme montré par la figure A3.1.

Soit  $t_{\text{open}}$  l'instant de l'ouverture du disjoncteur et la tension de source est:

$$u_0(t) = U_0 \cos(\omega_0 t + \phi_0)$$

A  $t = t_{\text{open}}$ , le courant devient nul,  $i(t_{\text{open}}) = 0$ , la relation  $u_0(t_{\text{open}}) = U_{\text{max}} = U_0$  est vérifiée quand:

$$(\omega_0 t_{\text{open}} + \phi_0) = k\pi$$

Soit

$$\phi_0 = k\pi - \omega_0 t_{\text{open}}$$

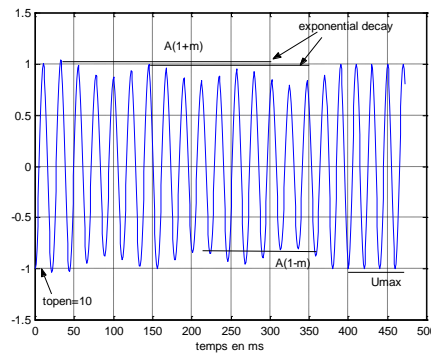


FIG. A3.1. Tension de ligne



Sur la figure A3.1,  $t_{\text{open}} = 0.01\text{s}$ , nous avons  $A(1+m) = 1.05\text{ pu}$  et  $A(1-m) = 0.85\text{ pu}$ , ceux qui impliquent  $A = 0.95\text{ pu}$  et  $m = 0.1$ .

Soit  $t' = t - t_{\text{open}}$ , alors

$$u_0(t') = U_0 \cos(\omega_0 t' + k\pi) \approx A \cos(\omega_0 t' + k\pi)$$

La tension traversant le disjoncteur est:

$$u_{\text{cb}}(t') = u_1(t') - u_0(t') \approx A(1 - m \cos(\omega_1 t' + \phi_1)) \cos(\omega_2 t' + k\pi) - A \cos(\omega_0 t' + k\pi)$$

ou 
$$u_{\text{cb}}(t) \approx (-1)^{k+1} A [\cos(\omega_0 t') - \cos(\omega_2 t')] + A m \cos(\omega_1 t' + \phi_1) \cos(\omega_2 t')$$

Si  $A$  est proche de la valeur de la charge piégée, le composant  $A m \cos(\omega_1 t' + \phi_1) \cos(\omega_2 t')$  peut être négligé (voir figure A3.2), par conséquent pour  $k = 1$ ,

$$u_{\text{cb}}(t') \approx 2A \sin\left(\frac{\omega_0 - \omega_2}{2} t'\right) \sin\left(\frac{\omega_0 + \omega_2}{2} t'\right)$$

ou 
$$u_{\text{cb}}(t) \approx 2A \sin\left(\frac{\omega_0 - \omega_2}{2} (t - t_{\text{open}})\right) \sin\left(\frac{\omega_0 + \omega_2}{2} (t - t_{\text{open}})\right)$$

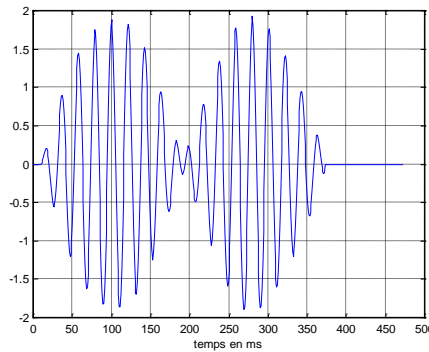


Fig. A3.2. Tension traversant le disjoncteur

En général, nous avons  $(\omega_0 + \omega_2) \gg \text{abs}(\omega_0 - \omega_2)$ . Le signal de battement atteint son minimum à l'instant correspondant à  $\frac{\omega_0 - \omega_2}{2} (t - t_{\text{open}}) = k\pi$ , soit  $(t - t_{\text{open}}) = k\pi \frac{2}{\omega_0 - \omega_2}$ .

Pour  $\omega_{\text{cb}} = \omega_0 - \omega_2$ , nous avons  $f_{\text{cb}} = f_0 - f_2$ . L'instant optimal de refermeture est :

$$t = t_{\text{open}} + 2k\pi \frac{1}{\omega_{\text{cb}}}; k = 1, 2, 3, \dots$$

Finalement, avec  $T_{cb} = 1 / f_{cb}$ , on peut définir cet instant par:

$$t_{close} = t_{open} + kT_{cb}.$$

## Annexe 4

### A4. Processus de décharge d'un circuit R-L-C (L non linéaire)

Pour certains types de circuit R-L-C, l'ouverture du disjoncteur engendre un processus de décharge. Pour une inductance non linéaire, le schéma de l'étude est décrit par la figure A4.1 [30]:

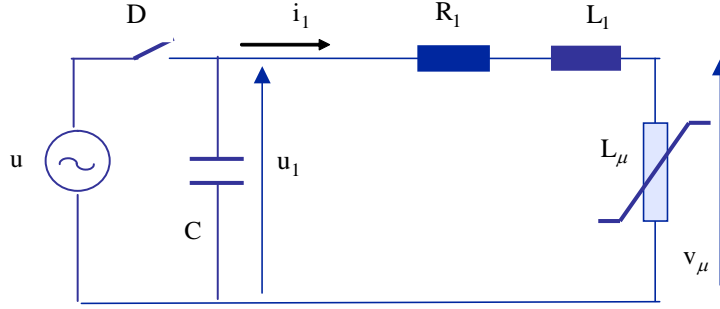


FIG. A4.1. Schéma simplifié pour l'étude de la décharge

Compte tenu de la nature non linéaire de l'inductance  $L_\mu$ , sa valeur peut varier selon le régime de fonctionnement. La caractéristique flux-courant permet de la modéliser par une inductance linéaire par morceaux. Dans le cadre de notre étude, on se limitera à deux valeurs typiques :  $L_\mu = L_{lin}$  en régime de fonctionnement linéaire (non saturé) et  $L_\mu = L_{sat}$  en régime de fonctionnement saturé.

En considérant le circuit simplifié décrit par la figure A4.1, le phénomène de décharge engendré par la mise hors tension de la ligne, peut être entièrement défini à partir des paramètres du circuit R-L-C et des conditions initiales de la tension et du courant.

La tension initiale à l'instant d'ouverture du disjoncteur,  $u_1(0) = U_0$  est typiquement de l'ordre de la tension maximale de la source et le courant initial est supposé nul. Le courant dans  $L_\mu$  étant inférieur au courant de saturation  $i_1 < i_{sat}$ , l'inductance de magnétisation prend sa valeur maximale  $L_\mu = L_{lin}$ .

L'équation générale du circuit est définie par

$$u_1(t) = R_1 i_1 + (L_\mu + L_1) \frac{di_1(t)}{dt}$$

avec  $u_1(t) = -\frac{1}{C} \int i_1(t) dt$ .

Compte tenu de la valeur de  $L_\mu = L_{lin} \gg L_1$ , celle-ci peut être ramenée à

$$u_1(t) \approx R_1 i_1 + v_\mu(t)$$

avec  $v_\mu(t) = L_{lin} \frac{di_1(t)}{dt}$ .

En régime non saturé, l'évolution du courant est supposée quasi-linéaire, et la tension primaire est supposée quasi-constante :

$$u_1(t) \approx v_\mu(t) = L_{lin} \frac{di_1(t)}{dt}, \text{ d'où } i_1(t) \approx \frac{U_0 t}{L_{lin}}$$

Le temps nécessaire pour que le courant de magnétisation atteigne son seuil de saturation ( $t_1 = \frac{|i_{sat}| L_{lin}}{U_0} + t_0$  avec  $t_0$  l'instant d'ouverture du disjoncteur) est relativement court vis à vis de la constante de temps  $\tau = 2L_{lin}/R_l$  et de la pseudo période  $2\pi\sqrt{L_{lin}C}$ .

Lorsque le courant dépasse son seuil de saturation  $i_1 > i_{sat}$ , l'inductance  $L_l$  ne pouvant plus être négligée, la tension et le courant qui sont solutions de l'équation :

$$(L_\mu + L_l) \frac{di_1(t)}{dt} + R_l i_1 + \frac{1}{C} \int i_1(t) dt = 0, \text{ avec } L_\mu = L_{sat}.$$

sont respectivement :

$$u_1(t) = U_0 \frac{\omega_0}{\omega} \cos(\omega t - \alpha) e^{-\frac{t}{\tau}}, i_1(t) = -C \frac{du_1(t)}{dt} = -U_0 \left[ \omega_0 \sin(\omega t - \alpha) + \frac{\omega_0}{\omega \tau} \cos(\omega t - \alpha) \right] e^{-\frac{t}{\tau}}$$

$$\text{où : } \tau = \frac{2(L_{sat} + L_l)}{R_l}, \omega_0 = \sqrt{\frac{1}{(L_{sat} + L_l)C}}, \xi = \sqrt{1 - \left(\frac{\omega}{\omega_0}\right)^2}, \omega = \sqrt{\omega_0^2 - \frac{1}{\tau^2}}, \tan(\alpha) = \xi \frac{\omega_0}{\omega}$$

La tension aux bornes de  $L_\mu = L_{sat}$  et le flux  $\phi(t) > \phi_{sat}$  qui la traverse, s'expriment alors par

$$v_\mu(t) = u_1(t) - R_l i_1(t) - v_{L_l}(t)$$

$$\phi(t) = \int v_\mu(t) dt = R_l C u_1(t) - L_l i_1(t) + \int u_1(t) dt$$

$$\text{avec } v_{L_l}(t) = L_l \frac{di_1(t)}{dt} \text{ et } i_1(t) = -C \frac{du_1(t)}{dt}.$$

La tension  $u_1(t)$  qui subit une décroissance oscillatoire amortie (de constante de temps et pseudo période  $\tau = 2L_{sat}/R_l$  et de la pseudo période  $2\pi\sqrt{L_{sat}C}$ ) engendre une

décroissance du flux, qui ramène de nouveau l'inductance  $L_\mu$  dans sa zone de fonctionnement non saturé ( $L_\mu = L_{lin}$ ).

Ainsi, selon la valeur du flux  $\phi(t)$ ,  $L_\mu$  varie et la tension  $u_1(t)$  subit une décharge par paliers qui atteint successivement des maximums (pour  $k$  impair), et minimums pour (pour  $k$  pair) aux instants  $t_k = k\pi/\omega$ , avec  $\omega = \sqrt{\frac{1}{(L_\mu + L_1)C} - \frac{R_1^2}{4(L_\mu + L_1)^2}}$ .

A chaque palier pour lequel la tension se stabilise à  $u_1(t) = u_{mk}$ , le courant s'annule pour changer de signe ( $-i_{sat} \leq i_1(t) \leq i_{sat}$ ) et le flux passe de sa valeur de saturation à celle de polarité inverse  $\phi(t) = u_{mk} t + \phi_{k0}$  avec  $-\phi_{sat} \leq \phi(t) \leq \phi_{sat}$ .

La forme de tension est montrée par la figure A4.2.

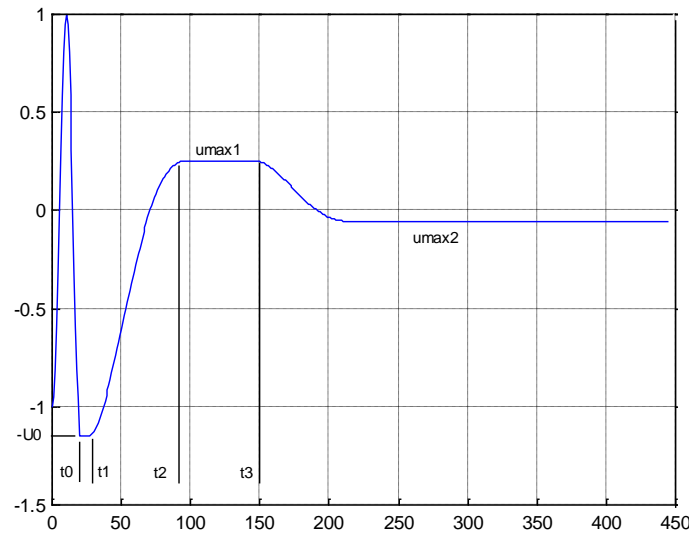


FIG. A4.2 Forme de tension de l'instant de l'ouverture à la décharge totale

Les instants successifs qui définissent le début et la fin de chaque palier sont, pour  $k \geq 1$

$$t_{2k} = \frac{k\pi}{\omega} + \sum_{j=1}^{2k-1} (-1)^{j+1} t_j \text{ et } t_{2k+1} = (-1)^{k+1} \frac{2\phi_{sat}}{u_{nk}} + t_{2k}$$

Ainsi, si la ligne est supposée complètement déchargée pour  $u_1(t) = u_{fin} \ll U_0$ , le temps de décharge totale  $t_{fin}$  peut être prédit à partir de la relation

$$U_0 \frac{\omega_0}{\omega} e^{-\frac{t_{fin}}{\tau}} = u_{fin}, \text{ d'où: } t_{fin} = \tau \text{Ln} \left( \frac{\omega_0}{\omega} \left| \frac{U_0}{u_{fin}} \right| \right)$$

Le nombre de paliers requis pour atteindre  $u_{fin}$  et les tensions associées sont

$$N_{pal} = \text{int}(\omega t_{fin} / \pi), u_{mk} = \pm e^{-\frac{k\pi\zeta\omega_0}{\omega}}; k = 1, \dots, N_{pal}$$

où '*int*' indique la partie entière.

Ce processus dit de 'décharge par paliers' se poursuit tant que l'énergie emmagasinée dans la capacité est assez grande pour amener le flux dans sa zone de saturation. Sa durée et sa forme caractéristique (apériodique ou oscillatoire amortie) dépendent de la valeur de la résistance car c'est elle qui permet la dissipation de l'énergie emmagasinée dans la capacité.

Les figures A4.3a-c montre un exemple de simulation de décharge.

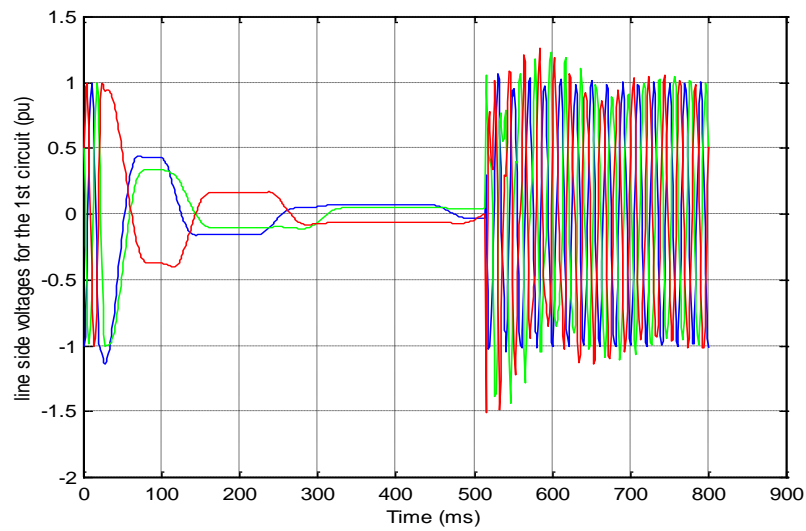


FIG. A4.3a Tension (pu)

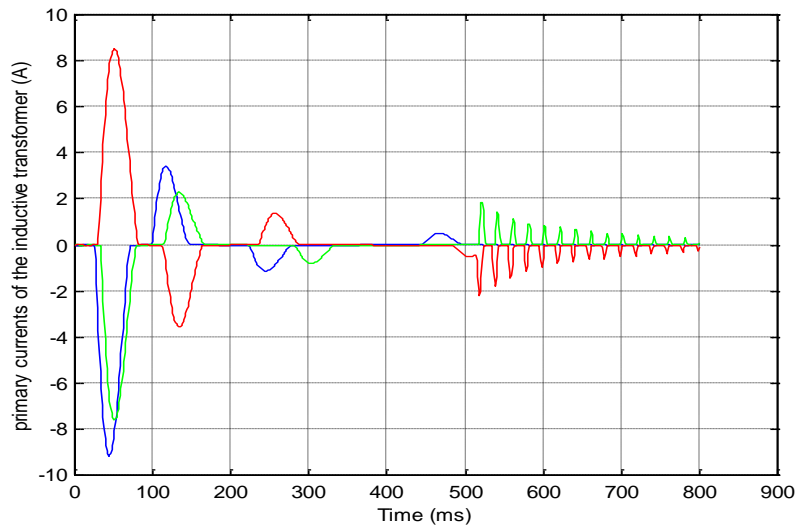


FIG. A4.3b Courant traversant  $L_{\mu}$  (A)

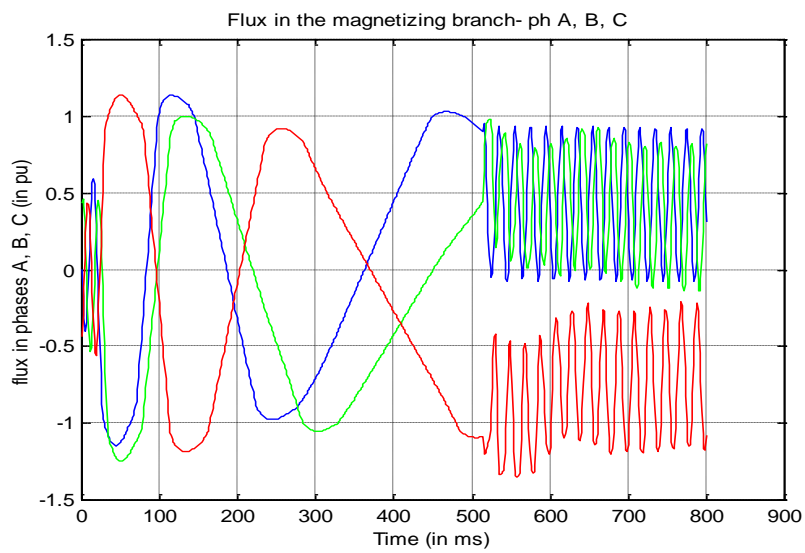


FIG. A4.3c Flux dans  $L_{\mu}$  (pu)

## Bibliographie

- [1] WG A3.07, “Controlled Switching of HVAC Circuit Breakers – Guide for Application”, ELECTRA N°183 /185, pp. 43-73/36-57, 1999.
- [2] WG A3.07, “Controlled Switching of HVAC Circuit Breakers – Planning, Specifications & Testing of Controlled Switching Systems”, ELECTRA N°197, pp.23-733, August 2001.
- [3] WG A3.07, “Controlled Switching of HVAC Circuit Breakers – Guidance for Further Applications Including Unloaded Transformer Switching, Load and Fault Interruption and Circuit Breaker Upgrading”, CIGRE Brochure Technique.
- [4] WG A3.07, “Controlled Switching of HVAC Circuit Breakers – Benefits & Economic Aspects”, CIGRE Brochure Technique.
- [5] U. Habedank, et al. “Controlled switching of unloaded transformers-Application with 245/15/15kV step-up transformer”, CIGRE session, Paris 1998.
- [6] J. H. Brunke, K. J. Fröhlich, “Elimination of transformer inrush currents by controlled switching”, IEEE Transactions on Power Delivery, vol. 16, issue 2, pp. 276-285, April 2001.
- [7] J. C. Oliveira, C. E. Tavarea, R. Apolonio, A. B. Vasconcellos, H. S. Bronzeado. “Transformer controlled switching to eliminate inrush current – Part I: Theory and Laboratory Validation”, IEEE PES Transmission and Distribution Conference and Exposition Latin America, Venezuela, 2006.
- [8] H. S. Bronzeado, S. O. Pinto, P. Jonsson, J. C. Oliveira, M. L. R. Chaves. “Transformer controlled switching to eliminate inrush current – Part II: Field test on a 100MVA three-phase transformer”, IEEE PES Transmission and Distribution Conference and Exposition Latin America, Venezuela, 2006.
- [9] K. Kamei, et al. “Application of controlled transformer energization taking account of the residual flux”, Proceedings of National Conference of IEE Japan, vol. 6, pp. 372-373, March 2005.
- [10] H. Tsutada, T. Hirai, H. Kohyama, H. Ito. “A basic study of controlled closing for transformers with residual flux”, IEEE Transactions on Power and Energy, vol. 123, pp 765-771, 2003.
- [11] K. Kamei, H. Kohyama, “Field experience of controlled switching system used for transformer switching”, Mitsubishi Electric Advance, vol. 117, pp.18-21, March 2007.



- [12] A. Mercier, Y. Filion, E. Portales, A. Salibi, "Transformer controlled switching taking into account the core residual flux – A real case study", CIGRE Session 2002, n° 13.
- [13] E. Portales, A. Mercier, "Manœuvre contrôlée de transformateur de puissance à vide", ELECTRA N°212, pp. 38-47, Février 2004.
- [14] E. Thuries, G. Ebersohl, J. P. Dupraz, O. Chetay, J. P. Montcorgé, "Introduction de l'électronique numérique dans les auxiliaires de l'appareillage et amélioration de la fiabilité", 1994, CIGRE session 1994, rapport 23/13-09.
- [15] Denis Dufournet, "Disjoncteurs SF<sub>6</sub> - Évolution de 1959 à 1994", Revue générale de l'électricité n° 5, pp. 1-28, 1994.
- [16] D. E. Heldman, I.B. Johnson, C.H. Titus, D.D. Wilson, "Switching of Extra-High-Voltage Circuits, Surge reduction with circuit-breaker resistors", IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems, vol. 83, issue 12, pp.1196-1205, December 1964.
- [17] Eugène Maury, "Problèmes apparaissant aux tensions les plus élevées lors de la manœuvre des disjoncteurs", 1964, CIGRE session 1964.
- [18] Norme CEI 60076-8, "Transformateurs de puissance – Guide d'application", 1997.
- [19] Slow Transients TF of IEEE WG on Modelling and Analysis of System Transients Using Digital Programs, "Modelling and Analysis Guidelines for Slow Transients: Part III. The Study of Ferroresonance", IEEE Trans. On Power Delivery, vol.15, issue 1, pp. 255-265, January 2000.
- [20] Documentation du logiciel EMTP-RV, version 2.1, juillet 2007.
- [21] CIGRE WG 33.02, "Guidelines for Representation of Network Elements when Calculation Transients", CIGRE, 1990.
- [22] IEC TR 60071-4, "Insulation co-ordination – Part 4: Computational guide to insulation co-ordination and modeling of electrical network", 2004.
- [23] J. A. Martinez, R. Walling, B.A. Mork, J. Martin-Amedo, and D. Durbak, "Parameter Determination for Modeling System Transients – Part III: Transformers", IEEE Transactions on Power Delivery, vol. 20, issue 3, pp. 2051-2062, July 2005.
- [24] GT 13.02, "La coupure des faibles courants inductifs – Chapitre 5 : Manœuvres des coupure de transformateurs à vide", ELECTRA, N° 133/134, pp. 78-107/22-44, December 1990/ February 1991.
- [25] Norme BS 3938, "Specification for Current Transformers", 1973.

- [26] P. Ferracci, "Etude des régimes transitoires à l'établissement d'un défaut monophasé sur réseau d'énergie triphasé moyenne tension à neutre compensé". Thèse de Doctorat, Université Paris XI- Orsay, 1995.
- [27] H. Dommel, "EMTP Theory book". Edition Microtran Power Systems Analysis 1992, Vancouver- Canada.
- [28] A. Greenwood, "Electrical transients in power systems", Wiley Interscience, Second Edition.
- [29] A. M. Gole et al. "Modelling guidelines for switching transients", IEEE Power Engineering Society (PES) Switching Transients, WG. 15.08.09.03.
- [30] F. Boudaoud, "Manoeuvre Contrôlée sur Lignes de Transport à vide HT", Thèse de doctorat, Université Paris Sud, N°7198, 2003.
- [31] CIGRE, WG 13.00.1, "Control Switching: A State-of-the Art Survey", ELECTRA N° 162/164, pp. 65-97/39-61, October 1995/ February 1996.
- [32] J. P. Dupraz, "Transformateur de mesure – Transformateurs Spéciaux. Evolution", Réseaux Electriques et Applications, 1991.
- [33] A. D A. Tziouvara et al. "Mathematical models for current, voltage and coupling capacitor voltage transformers", IEEE Transactions on Power Delivery, vol. 15, issue 1, pp. 62-72, January 2000.
- [34] J. Izykowski et al. "Dynamic Compensation of Capacitive Voltage transformers", IEEE Transactions On Power Delivery, vol. 13, issue 1, pp. 116-122, January 1998.
- [35] H. B. Siguerdidjane, J. Gaonach, N. LeRollec, "Application of digital power simulators: advantages", Proceedings of first International Conf. On Digital Power System Simulators. College Station, TX, pp. 83-87, 1995.
- [36] H. B. Siguerdidjane, J. Gaonach, "Procédé de compensation des effets transitoires dus aux réducteurs capacitifs de tension dans un dispositif de protection d'un réseau de transport électrique", Brevet Gec- Alstom, n° 9502505, 1995.
- [37] H. B. Siguerdidjane, J. Gaonach, N. LeRollec, "Application of digital power simulators: advantages". IEEE Power Delivery, vol. 12, issue 3, pp. 1137-1142, July 1997.
- [38] SNEMO, "Reference Guide SMCT MAMT-0153-0".
- [39] A. Shiratsuky, R. Nishiura, "Sensors used for controlled switching system", Mitsubishi Electric Advance, vol. 117, pp. 22-24, March 2007.

- [40] E. Portales, Q. Bui-Van, “New Control Strategy of Inrush Transients during Transformer Energisation at Touloustouc Hydropower Plant using a Double-Break 330kV Circuit Breaker”, IPST New Orleans Conference, 2003.
- [41] Y. Hua, “On techniques for estimating parameters of exponentially damped/undamped sinusoids parameters in noise”, PHD, Université de Syracuse, 1987.
- [42] Y. Hua, T. Sarkar, “Matrix Pencil Method for estimating parameters of exponentially damped / undamped sinusoids in noise”. IEEE Transactions on Acoustics Speech, Signal Processing, vol. 38, n°5, pp. 814-824, May 1990.
- [43] Y. Hua, T. Sarkar, “Matrix Pencil Method and its performance”. Proceeding ICASSP-1988, New York, vol. 4, pp. 2476-2479, April 1988.
- [44] F. Hu, “The Band-Pass Matrix Pencil Method for parameter estimation of exponential sinusoidal signals in noise” PHD, Syracuse University, 1990.
- [45] Y. Husianycia, M. Rioual, “Determination of the residual fluxes when de-energizing a power transformer / Comparison with on-site tests”, PES General Meeting, IEEE June 12-16, 2005, pp. 449 – 454, 2005.







## Résumé

Le transformateur de puissance est un équipement essentiel d'un réseau électrique et le plus coûteux dans les postes. Pour augmenter son degré de disponibilité et de fiabilité, il est nécessaire d'appliquer la manœuvre contrôlée afin de diminuer la saturation du noyau lors de l'enclenchement, et donc limiter les courants d'appel. Ces derniers sont asymétriques, d'amplitude élevée, et riches en harmoniques. Ils peuvent causer des effets indésirables comme le disfonctionnement des dispositifs de protections, l'endommagement mécanique des enroulements du transformateur et réduire en général la durée de vie et la qualité des systèmes. Une technique efficace pour réduire ces courants d'appel est de mettre sous tension le transformateur quand le flux dynamique généré par la source est égal à son flux rémanent. Un modèle simplifié du transformateur de puissance est adopté pour l'analyse des phénomènes physiques liés à l'application des manœuvres. Pour évaluer le degré de faisabilité de cette technique, des simulations sont effectuées en utilisant le simulateur de réseau EMTP. Les contraintes requises pour chacun des composants du système de manœuvre contrôlée comme les segments de ligne, les disjoncteurs sont étudiées en détail pour déterminer l'algorithme de calcul de l'instant optimal de manœuvres. Ensuite des tests de validation statistiques sont effectués afin d'évaluer les performances des différentes approches employées. Enfin une étude consacrée à la reconstitution du flux rémanent via un transformateur capacitif de tension (TCT) est menée pour appliquer l'algorithme de manœuvre contrôlée dans les postes en utilisant les équipements de mesure déjà existants.

Mots clés : Manœuvre contrôlée de transformateur de puissance, courant d'appel, disjoncteur, TCT, simulateur EMTP, statistiques.

## Abstract

Power transformers are vital equipment in electrical networks and are the most expensive ones in substations. In order to increase their availability and reliability, controlled switching must be applied for reducing cores saturation during its energization, called "inrush currents". These inrush currents are asymmetrical, high-magnitude, harmonic-rich, and may cause many undesirable effects such as maloperation of protective relays and fuse, mechanical damage to the transformer winding and generally reduce the lifetime and quality of power systems. An efficient technique to reduce these inrush currents is to energize the transformer when the dynamic flux generated by the source is equal to its residual flux. A simplified model is adopted to analyze the physical phenomena related to the switching applications. In order to assess the feasibility of this technique, numerous simulations have been performed using EMTP simulator. The critical requirements for each component of the controlled switching system such as pieces of line, circuit breakers have been studied in detail in order to determine the best switching instant calculation algorithm. Then statistical validation tests have been conducted to evaluate the performances of its different approaches. Finally a study dedicated to the reconstitution of residual flux using a capacitive voltage transformer (CVT) has been carried on in order to apply the controlled switching algorithm in substations using their existing measurement equipments.

Keywords: Controlled switching of power transformer, inrush current, circuit breaker, CVT, EMTP simulator, statistics.